

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA- PPGE

GLAUCO ÉRCICO ROCHA DA SILVA

**ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSOR CC-CC
HALF BRIDGE COM CIRCUITO AUXILIAR COM RECUPERAÇÃO
DE ENERGIA PARA APLICAÇÃO EM MICROINVERSORES
FOTOVOLTAICOS**

DISSERTAÇÃO

PATO BRANCO

2024

GLAUCO ÉRCICO ROCHA DA SILVA

**ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSOR
CC-CC HALF BRIDGE COM CIRCUITO AUXILIAR COM
RECUPERAÇÃO DE ENERGIA PARA APLICAÇÃO EM
MICROINVERSORES FOTOVOLTAICOS**

**Analysis, Design and Implementation of DC-DC Half Bridge with
Auxiliary Circuit With Energy Recovery for Application in
Photovoltaic Microinverters**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica-PPGEE, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein

PATO BRANCO

2024



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

Esta licença permite compartilhamento, remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, mesmo para fins comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es).

Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



GLAUCO ERCICO ROCHA DA SILVA

**ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSOR CC-CC HALF BRIDGE COM CIRCUITO
AUXILIAR COM RECUPERAÇÃO DE ENERGIA PARA APLICAÇÃO EM MICROINVERSORES
FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre Em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Sistemas E Processamento De Energia.

Data de aprovação: 29 de Abril de 2024

Dr. Carlos Marcelo De Oliveira Stein, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Jean Patric Da Costa, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Jose Eduardo Baggio, Doutorado - Universidade Federal de Santa Maria (Ufsm)

Dr. Juliano De Pelegrini Lopes, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 29/04/2024.

Dedico este trabalho a Deus, meus pais, minha
esposa, minha irmã e meus amigos, pelas
ajudas, e compreensão devido à ausência que
tive durante esse período.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por ter me guiado nos momentos difíceis.

Agradeço ao Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein por ter aceitado me orientar na realização deste trabalho, guiando-me nos momentos difíceis, acrescentando valiosos conhecimentos acadêmicos e profissionais ao longo do período em que trabalhamos juntos.

Agradeço a meus pais que sempre tiveram paciência, amor, incentivo, admiração e orgulho de mim. Sem eles eu nada seria.

Agradeço a minha esposa, que esteve no meu lado nos momentos bons e ruins, nos momentos de festa e nos momentos de angústia.

Agradeço aos meus amigos e colegas que, ao longo dos anos, me apoiaram, incentivaram, motivaram e ajudaram na realização de todas as minhas atividades acadêmicas e pessoais. Sem eles a realização desse trabalho seria ainda mais difícil.

Agradeço a todos os professores e colegas do PPGEEC que tive nessa trajetória, orientando-me desde conhecimentos científicos até conhecimentos pessoais. O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES), processos CNPq 405700/2021-0 e 306633/2022-1, NAPI - Sudoeste, Fundação Araucária e UTFPR - Campus Pato Branco.

Por fim, agradeço a todos que de forma direta ou indireta contribuíram de alguma forma.

Seja você quem for, seja qual for a posição social que você tenha na vida, a mais alta ou a mais baixa, tenha sempre como meta muita força, muita determinação e sempre faça tudo com muito amor e com muita fé em Deus, que um dia você chega lá. De alguma maneira você chega lá. (SENNA, Ayrton, 1994).

RESUMO

DA SILVA, Glauco Ércico Rocha. **Análise, Projeto e Implementação de Conversor CC-CC Meia Ponte Alimentado em Corrente com Circuito Auxiliar Isolado com Recuperação de Energia para Aplicação em Microinversores Fotovoltaicos**. 2024. 140 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2024.

Sistemas com microinversores são utilizados em instalações de menor escala, tipicamente envolvendo apenas um módulo solar fotovoltaico. No entanto, a implementação dessa configuração de dois estágios de conversão requer conversores CC-CC com alto ganho de tensão e rendimento, o que pode ser desafiador na prática. Entre as diversas configurações de conversores isolados, o conversor meia-ponte alimentado em corrente se destaca como a opção ideal para aplicações que envolvem microinversores fotovoltaicos. Isso se deve às vantagens que possui, tais como o alto ganho estático proporcionado pela relação de transformação, baixa oscilação na corrente de entrada e a eliminação de desequilíbrios no fluxo do transformador. Além disso, a isolamento galvânica proporcionada por essa topologia reduz os riscos de choques elétricos e problemas relacionados à corrente de fuga dos módulos fotovoltaicos. No entanto, assim como outras topologias de conversores isolados, essa configuração enfrenta desafios relacionados à energia armazenada na indutância de dispersão do transformador de alta frequência, gerando sobretensões ao desligar as chaves do conversor, o que pode causar redução da vida útil, ou até mesmo a deterioração desses elementos semicondutores. Tais elevações de tensão, resultam em perdas de potência, requerem semicondutores com maior tensão de bloqueio e comprometem a confiabilidade e o rendimento do conversor. Portanto, o objetivo deste trabalho é desenvolver e implementar um conversor meia-ponte alimentado em corrente que possui um circuito auxiliar para o grampeamento ativo de tais sobretensões sobre as chaves principais, e também recuperar a energia armazenada no capacitor do circuito de grampeamento. Devido à ação de grampeamento das tensões, possibilita-se utilizar semicondutores com menor tensão de ruptura, onde tais elementos geralmente possuem menor resistência de condução, aumentando a o rendimento do conversor do estágio CC-CC, sendo esse um fator essencial para um sistema com microinversores fotovoltaicos. Além disso, o circuito auxiliar contribui para a redução das perdas de comutação nos semicondutores do conversor meia-ponte, reduzindo o estresse e permitindo um aumento na frequência de comutação. O funcionamento do conversor e a metodologia de projeto são explicados em detalhes. Em seguida, o conversor foi projetado e simulado para uma potência de entrada de 350 W. Após a etapa de dimensionamento do conversor, testes práticos foram realizados com o protótipo implementado, o qual é comparado com resultado obtidos através de simulação, onde para o ponto de operação projetado foi obtido um rendimento de 92,621 %.

Palavras-chave: Conversor de Potência CC-CC. Conversor Meia Ponte Alimentado por Corrente. Circuito Auxiliar à Comutação Isolado. Microinversor. Sistema fotovoltaico.

ABSTRACT

DA SILVA, Glaucio Ércico Rocha. **Analysis, Design and Implementation of DC-DC Current Fed Half Bridge with Isolated Auxiliary Circuit With Energy Recovery for Application in Photovoltaic Microinverters**. 2024. 140 p. Dissertation (Master Degree in Electrical) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2024.

Systems with microinverters are used in smaller scale installations, typically involving only one photovoltaic solar module. However, implementing this two-stage conversion configuration requires DC-DC converters with high voltage gain and efficiency, which can be challenging in practice. Among the various configurations of isolated converters, the current-fed half-bridge converter stands out as the ideal option for applications involving photovoltaic microinverters. This is due to its advantages, such as the high static gain provided by the turns ratio, low oscillation in the input current, and the elimination of imbalances in the transformer flux. Additionally, the galvanic isolation provided by this topology reduces the risks of electrical shocks and issues related to the leakage current of the photovoltaic modules. However, like other isolated converter topologies, this configuration faces challenges related to the energy stored in the leakage inductance of the high-frequency transformer, generating overvoltages when turn-off the main switches, which can cause reduced lifespan or even degradation of these semiconductor elements. Such voltage spikes result in power losses, require semiconductors with higher breakdown voltage, and compromise the reliability and efficiency of the converter. Therefore, the objective of this work is to develop and implement a current-fed half-bridge converter that includes an auxiliary circuit for active clamping of such overvoltages across the main switches, and also to recover the energy stored in the clamping circuit capacitor. Due to the clamping action of the voltages, it is possible to use semiconductors with lower breakdown voltage, where such elements generally have lower on-state resistance, increasing the efficiency of the DC-DC stage converter, which is an essential factor for a system with photovoltaic microinverters. Furthermore, the auxiliary circuit contributes to reducing switching losses in the half-bridge converter semiconductors, reducing stress and allowing an increase in switching frequency. The operation of the converter and the design methodology are explained in detail. Then, the converter was designed and simulated for an input power of 350 W. After the converter sizing stage, practical tests were performed with the implemented prototype, which is compared with results obtained through simulation, where a efficiency of 92,621 % was achieved for the designed operating point.

Keywords: DC-DC Power Converter. Current Fed Half Bridge Converter. Isolated Switching Auxiliary Circuit. Microinverter. Photovoltaic System.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Evolução das potências instaladas de energias renováveis no mundo.	15
Figura 2 – Relação custo/potência dos sistemas FV instalados nos EUA entre 2010 e 2022.	16
Figura 3 – Quantidade de sistemas fotovoltaicos instalados anualmente entre 2012 e 2021.	16
Figura 4 – Inversor centralizado.	18
Figura 5 – Inversor <i>string</i>	19
Figura 6 – Inversor multi- <i>string</i>	20
Figura 7 – Microinversor.	20
Figura 8 – Célula fotovoltaica, módulo fotovoltaico, e sistema fotovoltaico.	24
Figura 9 – Estrutura de uma célula fotovoltaica.	25
Figura 10 – Circuito elétrico representando a célula fotovoltaica.	25
Figura 11 – Curvas $I \times V$ e $P \times V$ do módulo fotovoltaico em função da variação da irradiação.	28
Figura 12 – Curvas $I \times V$ e $P \times V$ do módulo fotovoltaico em função da variação da temperatura.	29
Figura 13 – Diagrama de um microinversor com estágios CC-CC e CC-CA separados conectados à rede elétrica.	30
Figura 14 – Conversor <i>boost</i> intercalado.	31
Figura 15 – Conversor meia ponte alimentado em tensão isolado.	32
Figura 16 – Conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente isolado.	34
Figura 17 – Conversor ponte completa alimentado em corrente isolado.	35
Figura 18 – Conversor meia ponte alimentado em corrente isolado.	36
Figura 19 – Circuito ilustrativo para demonstrar sobretensão sobre a chave S : (a) chave fechada, sem sobretensão; (b) chave aberta, com sobretensão.	37
Figura 20 – Sobretensão sobre uma chave.	37
Figura 21 – Circuito auxiliar à comutação ilustrativo em paralelo para grampeamento das sobretensões.	38
Figura 22 – Conversor meia ponte alimentado em corrente isolado com circuito auxiliar ativo e retificador dobrador de tensão proposto por Teston (2016).	39
Figura 23 – Conversor meia ponte alimentado em corrente isolado com circuito auxiliar ativo e retificador dobrador de tensão proposto por Moraes (2020).	40
Figura 24 – Circuito auxiliar à comutação proposto com indutor acoplado.	40
Figura 25 – Primeira etapa do conversor meia ponte alimentado em corrente.	42
Figura 26 – Segunda etapa do conversor meia ponte alimentado em corrente.	43
Figura 27 – Quarta etapa do conversor conversor meia ponte alimentado em corrente.	44
Figura 28 – Conversor meia ponte alimentado em corrente com circuito auxiliar isolado.	44
Figura 29 – Circuito equivalente da etapa 1 para o conversor proposto.	45
Figura 30 – Circuito equivalente para ressonância entre C_r e L_a na primeira etapa.	46
Figura 31 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, da tensão sobre C_r e da corrente em L_a na primeira etapa.	46
Figura 32 – Circuito equivalente da etapa 1 para o conversor proposto.	46
Figura 33 – Circuito ressonante entre C_r e L_{lk} na primeira etapa.	47
Figura 34 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, da tensão sobre C_r , e da corrente em L_{lk} na primeira etapa.	47

Figura 35 – Formas de onda para metade do período de chaveamento (comutação completa de S_1 e D_1).	50
Figura 36 – Circuito equivalente da etapa 2 para o conversor proposto.	51
Figura 37 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, e da corrente em L_{lk} na segunda etapa.	51
Figura 38 – Circuito equivalente da etapa 3 para o conversor proposto.	52
Figura 39 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, e da corrente em L_{lk} na terceira etapa.	52
Figura 40 – Circuito equivalente da etapa 4 para o conversor proposto.	53
Figura 41 – Circuito equivalente da etapa 5 para o conversor proposto.	54
Figura 42 – Circuito equivalente para ressonância entre C_r e L_a na quinta etapa.	54
Figura 43 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, da tensão sobre C_r e da corrente em L_a na quinta etapa.	55
Figura 44 – Circuito equivalente da etapa 6 para o conversor proposto.	57
Figura 45 – Circuito equivalente de descarregamento da energia armazenada do indutor acoplado.	57
Figura 46 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, e da corrente no enrolamento $L_{a,s}$ na sexta etapa.	57
Figura 47 – Variação do ganho estático (M) em relação à variação da razão cíclica (D) das chaves principais para alguns valores de n	60
Figura 48 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar.	62
Figura 49 – Gráfico da razão cíclica das chaves principais D em função da tensão de entrada V_{in} no conversor proposto para diversos valores de relação de transformação do transformador de alta frequência n	65
Figura 50 – Corrente na chave principal S_1 com equação linearizada na etapa 1.	70
Figura 51 – Corrente no diodo retificador D_1 com equação linearizada na etapa 1.	72
Figura 52 – Correntes nos diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} com equações linearizadas na etapa 1.	75
Figura 53 – Modelo do mosfet com capacitâncias intrínsecas.	81
Figura 54 – Curvas das capacitâncias intrínsecas do mosfet IPP110N20N3G em função de V_{DS}	82
Figura 55 – Circuito representando o modelo do diodo.	85
Figura 56 – Curva $V_D \times I_D$ para o diodo C3D12065.	85
Figura 57 – Curvas das capacitâncias intrínsecas do mosfet C2M0080120D em função de V_{DS}	89
Figura 58 – Circuito representando o modelo térmico de um semiconductor.	92
Figura 59 – Circuito representando o semiconductor com dissipador de calor.	93
Figura 60 – Dissipador de calor HSE-B20254-035H-01.	95
Figura 61 – Circuito de acionamento do <i>gate driver</i>	98
Figura 62 – Implementação do conversor proposto (159 mm x 99 mm).	101
Figura 63 – Sinais de comando nas chaves principais S_1 e S_2 e na chave auxiliar S_a	103
Figura 64 – Sinais de comando nas chaves principais S_1 e S_2 e na chave auxiliar S_a obtidos em simulação.	103
Figura 65 – Correntes através dos indutores <i>boost</i> L_1 e L_2	104
Figura 66 – Correntes através dos indutores <i>boost</i> L_1 e L_2 obtidos em simulação.	104
Figura 67 – Tensões sobre o capacitor de grampeamento C_r e sobre a chave principal S_1	105
Figura 68 – Tensões sobre o capacitor de grampeamento C_r e sobre a chave principal S_1 obtidos em simulação.	105

Figura 69 – Tensão e corrente sobre a chave principal S_1	106
Figura 70 – Tensão e corrente sobre a chave principal S_1 obtidos em simulação.	106
Figura 71 – Ocorrência de ZVS ao ligar e ZCS ao desligar a chave principal S_1 devido a presença do circuito auxiliar.	106
Figura 72 – Tensão e corrente sobre o diodo retificador D_1	107
Figura 73 – Tensão e corrente sobre o diodo retificador D_1 obtidos em simulação.	107
Figura 74 – Tensão e corrente sobre chave auxiliar S_a	108
Figura 75 – Tensão e corrente sobre chave auxiliar S_a obtidos em simulação.	108
Figura 76 – Tensão sobre o capacitor grampeador C_r , correntes no primário e secundário do indutor acoplado.	109
Figura 77 – Tensão sobre o capacitor grampeador C_r , correntes no primário e secundário do indutor acoplado obtidos em simulação.	109
Figura 78 – Tensões de entrada V_{in} e saída V_o	109
Figura 79 – Tensões, correntes e potências de entrada e saída, e rendimento do conversor implementado.	110
Figura 80 – Distribuição das perdas nos elementos que compõe o conversor proposto.	110
Figura 81 – (a) Circuito proposto por Moraes (2020); (b) circuito proposto neste trabalho.	120
Figura 82 – Conversor proposto com as não-idealidades nas chaves e elementos magnéticos.	123
Figura 83 – Formas de onda das ressonâncias ocorridas devido às capacitâncias de saída e às indutâncias de dispersão na chaves principais. (a) Formas de onda dos acionamentos das chaves principais S_1 e S_2 ; (b) formas de onda das correntes nos capacitores de saída das chaves principais C_{o,S_1} e C_{o,S_2} ; (c) formas de onda das correntes nas indutâncias de dispersão das chaves principais L_{lk,S_1} e L_{lk,S_2} , e do transformador de alta frequência, L_{lk}	124
Figura 84 – Formas de onda das ressonâncias ocorridas devido às capacitâncias de junção dos diodos retificadores, à indutância de dispersão do transformador de alta frequência e dos capacitores dobradores de tensão. (a) Formas de onda dos acionamentos das chaves principais S_1 e S_2 ; (b) formas de onda das correntes nos capacitores de junção dos diodos retificadores C_{j,D_1} e C_{j,D_2} ; (c) forma de onda da corrente na indutância de dispersão do transformador de alta frequência, L_{lk} ; (d) formas de onda das correntes nos capacitores dobradores de tensão C_1 e C_2	125
Figura 85 – Formas de onda das ressonâncias ocorridas devido às capacitâncias de junção dos diodos retificadores, à indutância de dispersão do transformador de alta frequência e dos capacitores dobradores de tensão. (a) Formas de onda do acionamento da chave auxiliar S_a ; (b) formas de onda da corrente no capacitor de saída da chave auxiliar C_{o,S_a} ; (c) forma de onda da corrente na indutância de dispersão do indutor auxiliar L_{lk_a} ; (d) formas de onda das correntes nos capacitores de junção dos diodos auxiliares $C_{j,D_{a1}}$, $C_{j,D_{a2}}$ e $C_{j,D_{a,s}}$	126
Figura 86 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo retificador D_1 com ressonâncias: (a) $C_{j,D} = 90$ pF; (b) $C_{j,D} = 45$ pF.	128
Figura 87 – Formas de onda da tensão e corrente na chave principal S_1 e auxiliar S_a com ressonâncias simuladas com: (a) valores nominais para capacitâncias dos semicondutores: $C_{o,S} = 503$ pF, $C_{o,S_a} = 92$ pF, e $C_{j,D} = 90$ pF (b) metade dos valores nominais para capacitâncias dos semicondutores: $C_{o,S} = 256,5$ pF, $C_{o,S_a} = 46$ pF, e $C_{j,D} = 45$ pF.	129
Figura 88 – Núcleo magnético do tipo EE.	130

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros Elétricos e Térmicos do Módulo Fotovoltaico YH350W-36P. . .	27
Tabela 2 – Critérios de Projeto do Circuito Principal.	66
Tabela 3 – Parâmetros Para Cálculo das Perdas para o Mosfet IPP110N20N3G.	83
Tabela 4 – Parâmetros Para Cálculo das Perdas para o Mosfet C2M0080120D.	88
Tabela 5 – Resistências Série dos Elementos Magnéticos do Conversor Proposto. . . .	92
Tabela 6 – Componentes Utilizados na Implementação do Conversor Proposto.	102
Tabela 7 – Parâmetros Ideais dos Conversores Deste Trabalho e de Moraes (2020). . .	120
Tabela 8 – Principais Valores Obtidos em Simulação Para os Conversores Propostos Neste Trabalho e por Moraes (2020).	121

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

SIGLAS

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

CFHB *Current Fed Half Bridge* - Meia Ponte Alimentada em Corrente

CI Circuito Integrado

EMI *Eletromagnetic Interference* - Interferência Eletromagnética

EPE Empresa de Pesquisa Energética

GC Geração Centralizada

GD Geração Distribuída

MPP *Maximum Power Point* - Ponto de Máxima Potência

MPPT *Maximum Power Point Tracking* - Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

MTBF *Mean Time Between Failures* - Tempo Média Entre Falhas

PCB *Printed Circuit Board* - Placa de Circuito Impresso

PWM *Pulse Width Modulation* - Modulação por Largura de Pulso

ZCS *Zero Current Switching* - Comutação em Corrente Nula

ZVS *Zero Voltage Switching* - Comutação em Tensão Nula

ACRÔNIMOS

ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	TOPOLOGIAS DE INVERSORES EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	18
1.2	MOTIVAÇÃO	20
1.3	OBJETIVOS	22
1.3.1	Objetivo Geral	22
1.3.2	Objetivos Específicos	22
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	22
2	REVISÃO DA LITERATURA	24
2.1	GERAÇÃO SOLAR FOTOVOLTAICA	24
2.2	CONVERSORES CC-CC IMPLEMENTADOS EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	29
2.2.1	Conversores CC-CC Alimentados em Corrente	33
2.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	40
3	CONVERSOR MEIA PONTE ALIMENTADO EM CORRENTE COM CIRCUITO AUXILIAR À COMUTAÇÃO ISOLADO	42
3.1	ANÁLISE E ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO	44
3.1.1	Ganho Estático	58
3.2	METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO . . .	60
3.2.1	Projeto do Circuito Principal	60
3.2.2	Projeto do Circuito Auxiliar	61
3.3	DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO	64
3.3.1	Dimensionamento do Circuito Principal	64
3.3.2	Dimensionamento do Circuito Auxiliar	67
3.4	ESFORÇOS NOS COMPONENTES SEMICONDUTORES	69
3.4.1	Cálculo dos Tempos das Etapas de Operação do Conversor Proposto	69
3.4.2	Esforços nas Chaves Principais S_1 e S_2	70
3.4.3	Esforços nos Diodos Retificadores D_1 e D_2	71
3.4.4	Esforços na Chave Auxiliar S_a	73
3.4.5	Esforços nos Diodos Auxiliares D_{a1} e D_{a2}	75
3.4.6	Esforços no Diodo Auxiliar $D_{a,s}$	76
3.5	CÁLCULO DAS PERDAS E DO RENDIMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO	77
3.5.1	Perdas no Circuito Principal	77
3.5.1.1	Perdas nos Indutores <i>Boost</i>	77
3.5.2	Perdas no Transformador de Alta Frequência	79
3.5.2.1	Perdas nas Chaves Principais S_1 e S_2	80
3.5.2.2	Perdas nos Diodos Retificadores D_1 e D_2	84
3.5.2.3	Perdas nos Capacitores do Retificador Dobrador de Tensão C_1 e C_2	86
3.5.2.4	Perdas no Circuito Auxiliar	86
3.5.2.5	Perdas no Indutor Acoplado	86
3.5.2.6	Perdas na Chave Auxiliar S_a	88
3.5.2.7	Perdas nos Diodos Auxiliares D_{a1} e D_{a2}	90
3.5.2.8	Perdas no Diodo Auxiliar $D_{a,s}$	90

3.5.2.9	Perdas no Capacitor Grampeador C_r	91
3.5.2.10	Rendimento Estimado para o Conversor Proposto	91
3.6	PROJETO DOS DISSIPADORES DE CALOR PARA SEMICONDU- TORES	92
3.6.1	Cálculo Térmico para as Chaves Principais S_1 e S_2	94
3.6.2	Cálculo Térmico para os Diodos Retificadores D_1 e D_2	95
3.6.3	Cálculo Térmico para a Chave Auxiliar S_a	96
3.6.4	Cálculo Térmico para os Diodos Auxiliares D_{a1} e D_{a2}	97
3.6.5	Cálculo Térmico para o Diodo Auxiliar $D_{a,s}$	97
3.7	PROJETO DO CIRCUITO DE ACIONAMENTO DAS CHAVES PRIN- CIPAIS E AUXILIAR	97
3.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	99
4	RESULTADOS	101
4.1	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	111
5	CONCLUSÕES	112
6	PUBLICAÇÕES	114
	REFERÊNCIAS	115
	APÊNDICE A – COMPARAÇÃO TEÓRICA COM O CONVERSOR PROPOSTO POR MORAES (2020)	119
	APÊNDICE B – ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO COM NÃO-IDEALIDADES NOS SEMICONdutoRES E MAGNÉTICOS	123
B.1	EFEITO DAS CAPACITÂNCIAS DE JUNÇÃO DOS DIODOS	127
B.2	EFEITO DAS CAPACITÂNCIAS DE SAÍDA DAS CHAVES	128
	APÊNDICE C – PROJETO FÍSICO DOS ELEMENTOS MAGNÉTI- COS	130
C.1	PROJETO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA	132
C.2	PROJETO DOS INDUTORES BOOST	136
C.3	PROJETO DO INDUTOR ACOPLADO	138

1 INTRODUÇÃO

Dentre as fontes de energias renováveis mais exploradas no mundo nos últimos anos está a energia solar fotovoltaica, que não produz resíduos, não emite gases tóxicos, não afeta e tampouco altera as condições climáticas durante o processo de geração da energia (VILLALVA *et al.*, 2010). Segundo a Agência Internacional de Energia (*Internacional Energy Agency* - IEA), pouco mais de 350 GW da potência gerada por meio de fontes renováveis foram instalados até 2022, sendo a energia solar fotovoltaica com maior destaque, como se observa na Figura 1 (IEA, 2022).

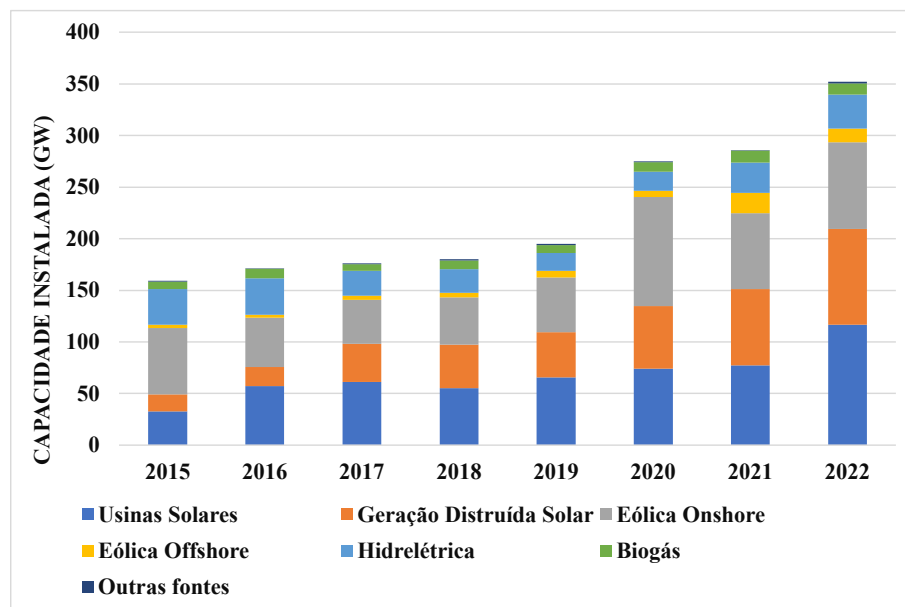


Figura 1 – Evolução das potências instaladas de energias renováveis no mundo.

Fonte: (IEA, 2022)

O crescente aumento desse tipo de geração foi motivado pela queda nos preços dos elementos que compõem os sistemas fotovoltaicos, principalmente a dos módulos de geração. Tais módulos, de acordo com o Laboratório Nacional de Energias Renováveis dos EUA (*National Renewable Energy Laboratory* - NREL), custavam cerca de 8,7 \$/W para serem instalados em 2010, caindo para pouco mais de 1/3 desse valor 12 anos depois. A Figura 2 mostra a evolução das proporções dos preços dos módulos, inversores, componentes elétricos e estruturais, custo de atualizações de sistemas já instalados e outros custos entre os anos de 2010 e 2022 nos EUA (NREL, 2022).

Acompanhando a tendência mundial do uso da energia solar fotovoltaica, na última dé-

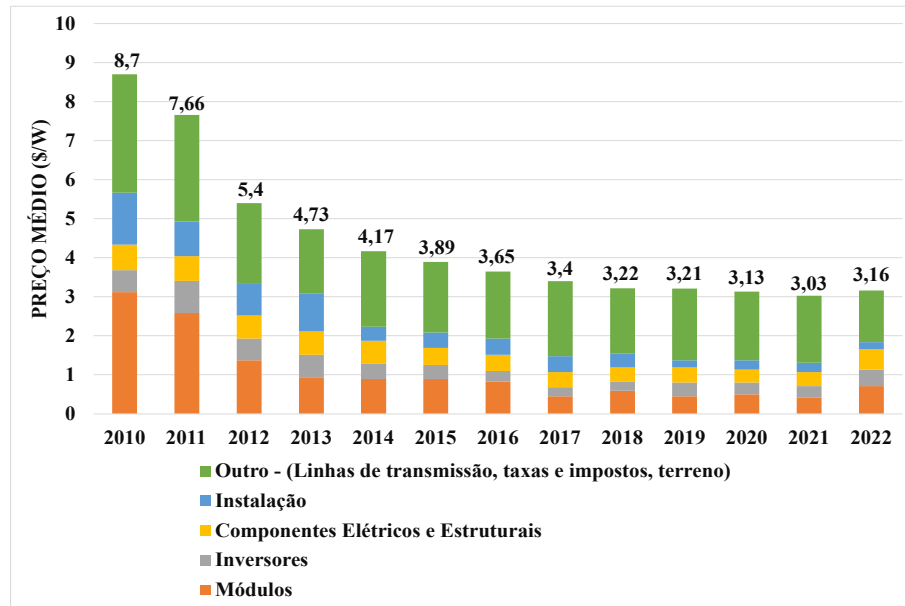


Figura 2 – Relação custo/potência dos sistemas FV instalados nos EUA entre 2010 e 2022.

Fonte: (NREL, 2022)

cada houve um aumento exponencial na instalação de sistemas fotovoltaico no Brasil. De acordo com a EPE (Empresa de Pesquisa Energética), mais de 28 GW de energia solar fotovoltaica foram instalados até 2021, divididos entre GD (geração distribuída) e GC (geração centralizada), como se observa na Figura 3.

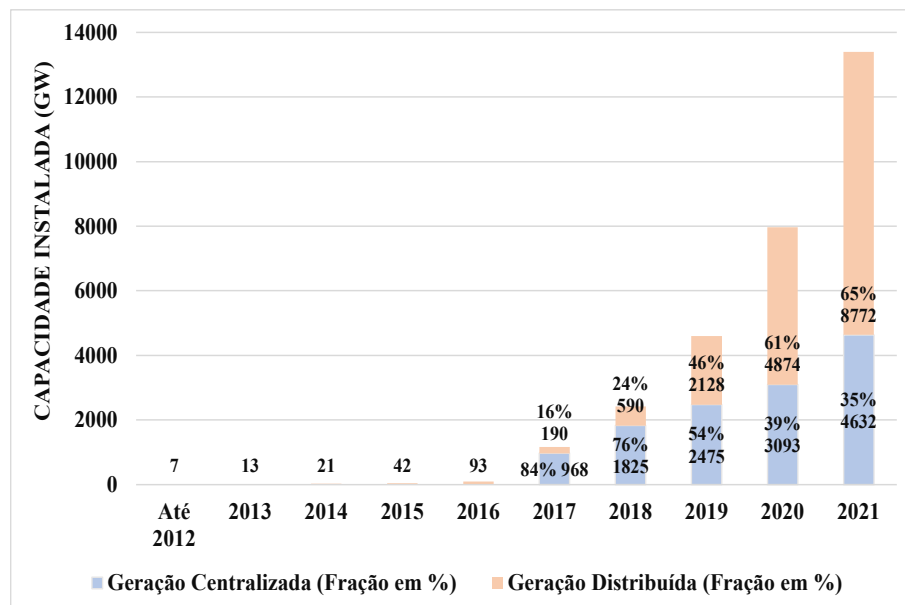


Figura 3 – Quantidade de sistemas fotovoltaicos instalados anualmente entre 2012 e 2021.

Fonte: (EPE, 2021)

Geração centralizada é definida como um sistema que utiliza subestações para direcionar

o fluxo de potência diretamente para os consumidores, ou seja, o fluxo de tensão é unidirecional e provém sempre do nível mais alto para o nível mais baixo de tensão, caracterizando a distribuição como um elemento que não interage diretamente com a geração (SOUZA, 2012). Geração distribuída pode ser entendida como qualquer fonte de geração com níveis de tensão de distribuição, ou seja, inferior a 138 kV, destinada ao suprimento de energia aos pontos de carga locais ou próximos. Desta forma, não há necessidade do transporte de energia através da rede de transmissão, caracterizando-se como um sistema de geração descentralizada (SOUZA, 2012; MORAIS, 2022).

Especificamente no caso da energia solar fotovoltaica, GC pode ser entendida como a energia elétrica gerada a partir de sistemas fotovoltaicos de grande porte instaladas no solo, em lagos ou represas, as quais são conectadas diretamente nas redes elétricas e fornecem grandes quantidades de energia. Podem também estar anexadas a outras fontes de energia elétrica tais como eólica, hídrica ou fontes não renováveis, assim chamadas geração centralizada híbrida. GD especificamente para energia solar fotovoltaica, pode ser definida como produção de energia proveniente de sistemas fotovoltaicos próximas a unidades consumidoras, independentemente do porte do sistema, com níveis de tensão de distribuição, as quais podem ser conectadas à rede de distribuição daquela localidade (PEREIRA, 2019).

Por poder reduzir significativamente o valor das tarifas de consumo de energia elétrica e ter um custo cada vez mais atrativo, os sistemas fotovoltaicos de geração distribuída vêm ganhando cada vez mais destaque no Brasil. Sistemas de geração distribuída, sejam de qualquer fonte de energia, podem ser divididos em três categorias:

- 1) Sistemas ilhados (*off-grid*): não possuem conexão com a rede elétrica e usam baterias ou supercapacitores para armazenar energia para ser consumida nos momentos em que não há geração.
- 2) Sistemas conectados à rede (*on-grid*): possuem conexão com a rede de distribuição. Podem alimentar a carga ou fornecer energia à rede elétrica.
- 3) Sistemas híbridos: possuem conexão com a rede de distribuição, para fornecimento ou suprimento de energia, e sistemas de armazenamento de energia, que fornecem energia à carga quando o sistema conectado à rede falha.

Visando incentivar e regulamentar o uso da geração distribuída proveniente de fontes renováveis (solar, eólica, hídrica, biomassa ou cogeração qualificada) no Brasil, a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) estabeleceu em abril de 2012 a Resolução Normativa n°

482/2012, onde foi concedido o acesso à micro e minigeração distribuídas pelos consumidores convencionais. Nessa resolução microgeração distribuída foi definida como centrais de geração com potência instalada até 100 kW, e minigeração distribuída foi definida como centrais de geração com potência instalada entre 100 kW e 1 MW (ANEEL, 2015).

1.1 TOPOLOGIAS DE INVERSORES EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Visto que módulos fotovoltaicos geram energia em CC (corrente contínua), e os sistemas de distribuição e a maioria das cargas utilizam CA (corrente alternada), se faz necessário a utilização de módulos conversores CC-CA, também chamados inversores, cuja função principal é converter a energia de corrente contínua para alternada, os quais possuem determinadas configurações conforme a quantidade de energia que processam. As principais topologias dos inversores são: inversor centralizado, inversor *string*, inversor multi-*string* e microinversores (MORAES, 2020).

Inversores centralizados geralmente são instalados em sistemas de grande porte, e realizam a conversão da energia CC para CA proveniente de conjuntos de módulos fotovoltaicos de maneira que a tensão de saída desses conjuntos esteja condizente com a faixa de tensão de entrada dos inversores entre 60 e 500 V. Na Figura 4 pode ser observado um exemplo dessa topologia de inversor. A principal vantagem dessa configuração é a redução de custos de instalação e equipamentos, ao passo que possui as desvantagens de não apresentar rendimento elevado no MPPT (*maximum power point tracking* - rastreamento do ponto de máxima potência), para cada conjunto de módulos, e também não apresenta grande confiabilidade, dado que se houver falhas ou sombreamentos parciais, toda a geração de energia fica comprometida (RAMPINELLI *et al.*, 2013; MORAES, 2020).

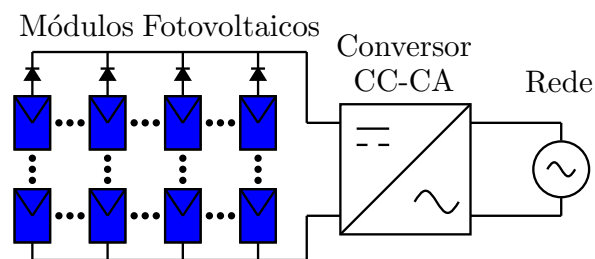


Figura 4 – Inversor centralizado.

Os inversores *strings* são conversores conectados diretamente em uma *string* (conjunto) de módulos fotovoltaicos, onde esses podem ou não ter um estágio exclusivamente de conversão

CC-CC, conforme a necessidade ou não de elevação da tensão CC. Na Figura 5 observa-se um exemplo dessa topologia de inversor. Esses inversores são popularmente instalados em sistemas de pequeno e médio porte, geralmente residências com instalações integradas ao telhado. Possui como vantagens a redução de acoplamentos defeituosos, diminuição das perdas ocasionadas por sombreamento e nos diodos de bloqueio, com isso aumentando o rendimento e a confiabilidade do sistema. Como desvantagem, aumentam-se os custos do sistema, visto que é necessário um inversor para cada *string* de módulos fotovoltaicos (RAMPINELLI *et al.*, 2013; MORAES, 2020).

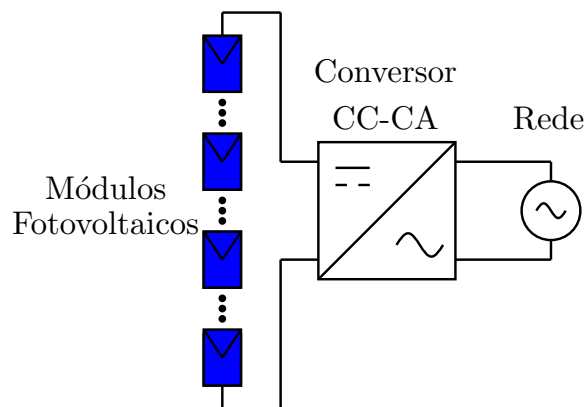


Figura 5 – Inversor *string*.

Inversores multi-*string* são instalados em sistemas de grande porte onde há diversas *strings* com diferentes orientações, irradiâncias e temperaturas. Nesse tipo de sistema cada *string* possui um conversor CC-CC, cuja finalidade é extrair o máximo de potência, convertendo a tensão de cada um desses conjuntos para o nível do barramento, servindo de interface de entrada para um inversor central. Na Figura 6 se observa um exemplo dessa topologia de inversor. Essa configuração de sistema apresenta como vantagem um maior rendimento quando há sombreamento parcial das *strings*, visto que em cada uma delas será extraída a máxima potência daquele instante. Como desvantagem, pode ser citado o fato de precisar de vários conversores CC-CC, conforme o número de *strings* do sistema (RAMPINELLI *et al.*, 2013; MORAES, 2020).

Microinversores são dispositivos que possuem os estágios CC-CC e CC-CA separados, isso porque o primeiro estágio deve possuir um elevado ganho estático para que o nível de tensão na entrada do segundo estágio seja adequado para conversão e conexão com a rede elétrica. Além disso, outra característica desses conversores é que são utilizados em sistemas de baixa potência, devido ao fato que são conectados a somente um único módulo fotovoltaico,

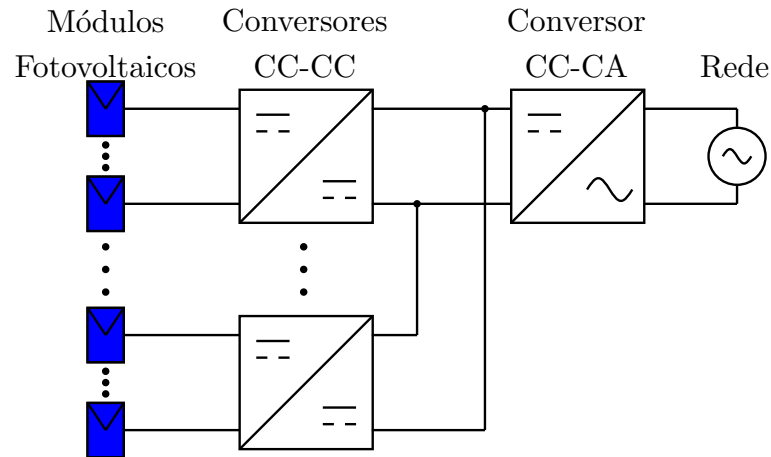


Figura 6 – Inversor multi-string.

garantindo que o MPP (*maximum power point* - ponto de máxima potência) seja realizado individualmente, obtendo-se uma extração de potência gerada mais efetiva de cada conversor quando comparado com as topologias de inversores mencionadas anteriormente. Na Figura 7 é encontrado um exemplo dessa topologia de inversor. Nos anos 90 foram empregados em sistemas de baixas potências, mas foi obtida pouca aceitação devido ao alto custo de instalação, menor rendimento quando comparada com outras topologias. Entretanto, nos últimos anos vêm ganhando um crescimento significativo na sua utilização devido às vantagens que as atuais topologias apresentam. Obtém menores perdas por incompatibilidade entre módulos, maior flexibilidade de expansão dos sistemas fotovoltaicos (RAMPINELLI *et al.*, 2013; MORAES, 2020).

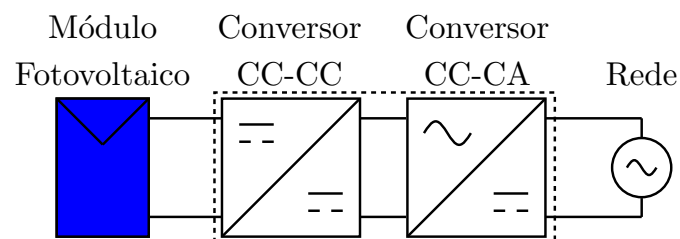


Figura 7 – Microinversor.

1.2 MOTIVAÇÃO

Das topologias mencionadas na seção anterior, microinversores ainda possuem desvantagens, dentre as quais pode-se citar menor rendimento em relação às outras, isso porque componentes que não fazem parte do circuito de potência (*drivers*, sensores, sistemas de co-

municação, controladores etc.) consomem uma quantidade de energia que em um conversor que processa pouca potência torna-se um valor percentual maior do que em conversores de grande processamento energético. Outra desvantagem dos microinversores é a necessidade de um estágio CC-CC para elevar a tensão do módulo fotovoltaico conectado a ele, que geralmente é de 22 a 40 V, para valores maiores que a amplitude da tensão da rede CA que o microinversor está conectado, onde esses valores de tensão de entrada do estágio CC-CA são da ordem de 400 V. Entretanto, devido às vantagens que apresentam, vêm ganhando cada vez mais interesse de pesquisadores e comercializadores de sistemas fotovoltaicos. Como principais vantagens pode-se dizer:

- Visto que é instalado em apenas um módulo fotovoltaico, consegue-se rastrear o ponto de máxima potência;
- Não há perdas relacionadas à sombreamento parcial, pois tais perdas ficam restritas ao microinversor cujo módulo está sombreado, e não ao sistema completo;
- Rastreamento individual do ponto de máxima potência e consequente aumento do rendimento;
- Manutenção e troca individual dos módulos, sem a necessidade de desconexão completa dos equipamentos que compõem o sistema;
- Não há perdas por incompatibilidade entre módulos fotovoltaicos;
- Facilidade de ampliação do sistema, uma vez não há a necessidade da troca do inversor devido à potência processada por ele.

Portanto, visando propor uma solução para o aumento do rendimento no microinversor, esse trabalho apresenta o desenvolvimento de um conversor CC-CC alimentado em corrente, e o projeto de um circuito auxiliar à comutação isolado para grampeamento ativo das tensões sobre as chaves principais.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Analisar, projetar e implementar um conversor CC-CC meia ponte alimentado em corrente isolado com elevado ganho estático para aplicação em microinversores fotovoltaicos. Afim de evitar sobretensões nas chaves do circuito principal, é apresentado um circuito auxiliar à comutação isolado para grampeamento ativo das tensões nas chaves do conversor principal, onde a energia, ora dissipada nessas chaves, é recuperada, armazenada no capacitor grampeador do circuito auxiliar à comutação, e realocada para a carga, de modo a se atingir um elevado rendimento para o conversor proposto.

1.3.2 Objetivos Específicos

De modo a atingir o objetivo geral proposto, como objetivos específicos desse trabalho têm-se:

- Analisar a topologia do conversor com a aplicação de um circuito auxiliar à comutação isolado para grampear ativamente a tensão nas chaves do conversor e recuperação de energia;
- Analisar o conversor proposto em regime permanente;
- Construir o protótipo do conversor proposto;
- Realizar testes com o conversor operando em malha aberta;
- Analisar os resultados obtidos na implementação prática e compará-los com as simulações.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No segundo capítulo, são discutidos os temas relacionados à estrutura e ao modelo das células fotovoltaicas, além de serem introduzidas algumas configurações de conversores adequadas para aplicações fotovoltaicas que requerem elevado ganho estático. No terceiro capítulo é apresentada a topologia definida para este trabalho com a inclusão do circuito auxiliar à comutação proposto para grampeamento ativo e recuperação de energia. Inicialmente, são

descritas as etapas de operação do conversor, e é realizada a análise matemática do circuito, bem como é determinado o modelo em regime permanente. Na sequência, é apresentada a metodologia de projeto do conversor proposto dividido em circuito principal e auxiliar, e é feito o projeto com base nas especificações definidas para a aplicação. Também são dimensionados os esforços nos semicondutores, podendo, assim, estimar as perdas e o rendimento, de acordo com os semicondutores escolhidos e os elementos magnéticos construídos para o conversor proposto. Por fim, os projetos dos dissipadores de calor e do circuito de acionamento também são apresentados. No quarto capítulo são apresentados os resultados obtidos através da implementação do conversor proposto, onde seus valores são comparados com os valores projetados e as formas de onda são comparadas seus respectivos formatos obtidos em simulação computacional. No quinto capítulo, são apresentadas as conclusões desse trabalho. No sexto capítulo encontra-se o artigo originado a partir desse trabalho. Na sequência, encontram-se as referências utilizadas. No apêndice A, é realizada uma análise comparativa com o trabalho proposto por Moraes (2020) com componentes ideais, onde são apresentadas as vantagens do conversor proposto. No apêndice B é realizada uma análise do conversor proposto com a inclusão de não-idealidades nos semicondutores e magnéticos. Por fim, no apêndice C, encontram-se os projetos físicos dos elementos magnéticos utilizados nesse trabalho.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Esse capítulo apresenta uma revisão bibliográfica dos principais assuntos tratados nesse trabalho. Inicia abordando o modelo matemático das células fotovoltaicas utilizadas nos módulos fotovoltaicos, além de apresentar a geração da energia elétrica através da irradiação solar. Por fim são discutidas as principais topologias de conversores CC-CC com elevado ganho de tensão utilizadas em microinversores.

2.1 GERAÇÃO SOLAR FOTOVOLTAICA

A energia elétrica em sistemas fotovoltaicos se deve a conversão da energia solar em energia elétrica, especificamente em corrente contínua. Descrito inicialmente em 1839 pelo físico francês Edmond Becquerel, o efeito fotoelétrico é o fenômeno responsável por tal conversão, onde esse efeito é definido como uma diferença de potencial nos extremos de uma superfície de material semicondutor em decorrência da liberação e movimentação dos elétrons provocada pela absorção da luz solar (TORRES, 2012).

Os módulos fotovoltaicos modernos são constituídos por células fotovoltaicas, dispositivos que recebem a irradiação solar e a convertem em energia elétrica. Conjuntos de células conectadas em série e paralelo constituem um módulo fotovoltaico, ao passo que módulos fotovoltaicos conectados em série formam *strings*, e *strings* conectadas em série e/ou paralelo formam sistemas fotovoltaicos. Na Figura 8 são observados uma célula fotovoltaica, um módulo fotovoltaico e um sistema fotovoltaico.

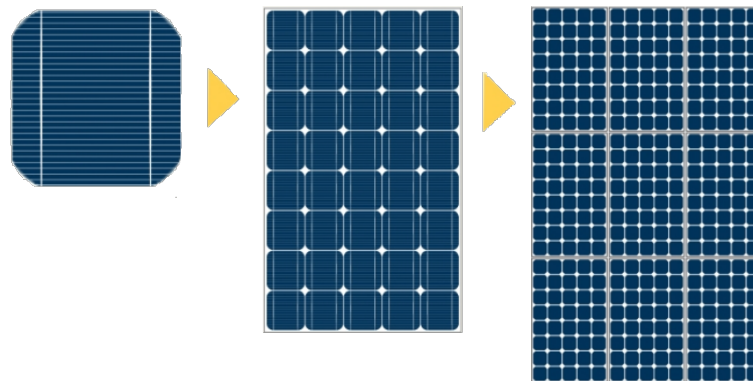


Figura 8 – Célula fotovoltaica, módulo fotovoltaico, e sistema fotovoltaico.

Fonte: (NEOSOLAR, 2021)

Atualmente o material semicondutor mais utilizado na fabricação das células fotovoltaicas é o silício (Si), podendo ser estruturado de maneira monocristalina, policristalina ou amorfa. Conforme observado na Figura 9, nas extremidades superior e inferior há finas superfícies metálicas, a qual serve de base para as conexões elétricas, havendo entre elas uma junção $p-n$, feita com material semicondutor, onde a irradiação solar incide, servindo de caminho para os elétrons se movimentar, vindos da superfície superior e indo para a superfície inferior (MORAES, 2020).

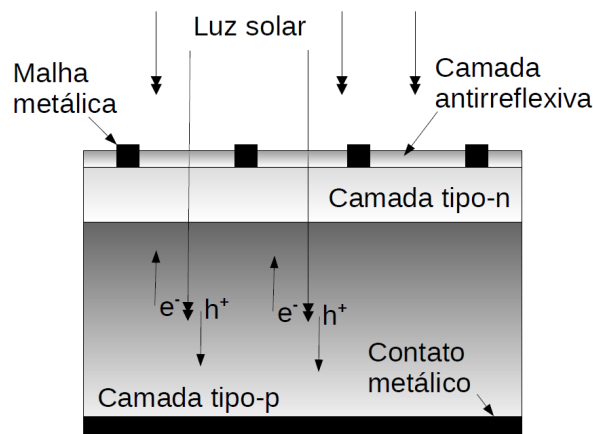


Figura 9 – Estrutura de uma célula fotovoltaica.

Fonte: (TESTON, 2016)

Embora existam diversos modelos de circuitos que representam o comportamento elétrico da célula fotovoltaica, através do circuito apresentado na Figura 10 é possível aplicar as Leis de Kirchhoff das Correntes e das Tensões de maneira a encontrar uma expressão matemática que apresenta boa precisão entre teoria e resultados práticos (FILHO, 2009). Nesse sentido, em (1) é apresentada a equação do nó superior para esse circuito.

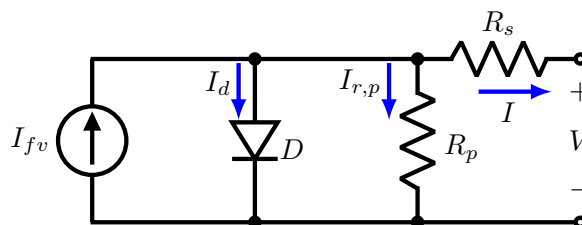


Figura 10 – Circuito elétrico representando a célula fotovoltaica.

$$I = I_{fv} - I_d - I_{r,p} \quad (1)$$

Na equação (1), I é a corrente que a célula fotovoltaica fornece para a carga; I_{fv} é a corrente fotoelétrica total gerada através da irradiação solar, observada na equação (2); I_d é a corrente no diodo Shockley, determinada através da equação (3); e, $I_{r,p}$ é a corrente que representa as perdas internas da célula, definida pela equação (5).

$$I_{fv} = (I_{fv,nom} + K_I \Delta T) \frac{G_s}{G_{s,nom}} \quad (2)$$

Na equação (2), $I_{fv,nom}$ é a corrente fotoelétrica gerada nas condições nominais de temperatura ($T_n = 298,15$ K) e irradiação solar ($G_{s,nom} = 1000$ W/m²); T_s é a temperatura de operação na superfície, medida em K; G_s é a irradiação solar na superfície do dispositivo, medida em W/m²; K_I é a constante de proporcionalidade que relaciona a variação da corrente em função da temperatura (encontrada no *datasheet* do módulo fotovoltaico fornecido pelo fabricante); e ΔT é a diferença entre as temperaturas de operação, T_s , e nominal, T_{nom} , medida em K.

$$I_d = I_{sat} \left\{ \exp \left[\frac{V + R_s I}{a V_t} \right] - 1 \right\} \quad (3)$$

$$I_{sat} = \frac{I_{sc,nom} + K_I \Delta T}{\exp \left[\frac{V_{oc,nom} + K_V \Delta T}{a V_{t,nom}} \right] - 1} \quad (4)$$

Na equação (3), I_{sat} é a corrente de saturação reversa do diodo Shockley para uma célula, calculada através da equação (4); $I_{sc,nom}$ é a corrente de curto-circuito nominal da célula; $V_{oc,nom}$ é a tensão de circuito aberto da célula; K_V é a constante de proporcionalidade que relaciona a variação da tensão em função da temperatura (encontrada no *datasheet* do módulo fotovoltaico fornecido pelo fabricante); a é a constante de idealidade do diodo ($1 \leq a \leq 1,5$); $V_t = kT/q$, é a tensão térmica de uma célula fotovoltaica; k é a constante de Boltzmann, cujo valor é $1,380649 \times 10^{-23}$ J/K; e, q é a carga de um elétron, cujo valor é $1,60217646 \times 10^{-19}$ C.

Na equação (5), $I_{r,p}$ é a corrente que flui pela resistência em paralelo da célula R_p causando perdas internas na célula.

$$I_{r,p} = \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (5)$$

Substituindo as equações (2), (3) e (5) em (1), tem-se a equação completa para a corrente entregue pela célula à carga, a qual é observada em (6).

$$I = (I_{fv,nom} + K_I \Delta T) \frac{G_s}{G_{s,nom}} - I_{sat} \left\{ \exp \left[\frac{V + R_s I}{a V_t} \right] - 1 \right\} - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (6)$$

Visto que um módulo fotovoltaico é uma associação de células fotovoltaicas conectadas em série e paralelo, utiliza-se uma variação da equação (6) para representá-lo. Entretanto, para uma equação que calcula a corrente fornecida por um módulo fotovoltaico, é necessário adicionar à equação mencionada o número de células conectadas em série, N_{ser} , e paralelo, N_{par} , onde obtém-se a expressão (7).

$$I = N_{par} (I_{fv,nom} + K_I \Delta T) \frac{G_s}{G_{s,nom}} - N_{par} I_{sat} \left\{ \exp \left[\frac{V + R_s I}{a V_t N_{ser}} \right] - 1 \right\} - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (7)$$

Ao implementar a equação (7), obtém-se os gráficos presentes nas Figuras 11 e 12, onde na primeira figura são encontradas as curvas $I \times V$ e $P \times V$ para alguns valores de irradiação, ao passo que na segunda se têm as mesmas curvas para diversos valores de temperatura. Foi utilizado como exemplo o módulo fotovoltaico YH350W-36P, da fabricante Zhejiang Isola New Energy. Os valores dos parâmetros utilizados para a elaboração dessas curvas, os quais são descritos acima, estão resumidos na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros Elétricos e Térmicos do Módulo Fotovoltaico YH350W-36P.

Parâmetro	Valores
$V_{oc,nom}$	45,4 V
$I_{sc,nom}$	10 A
R_p	147 Ω
R_s	0,21 Ω
N_s	72
K_v	-0,29 %
K_i	0,048 %
a	1
T_n	298 K
G_n	1000 W/m ²

Ao observar os gráficos gerados percebe-se que o nível de corrente em um módulo fotovoltaico é mais sensível a variação da irradiação, ao passo a que a tensão é mais sensível a variação da temperatura. Além disso, se observa diversos pontos de máxima potência, os quais para serem extraídos deve-se aplicar técnicas de MPPT.

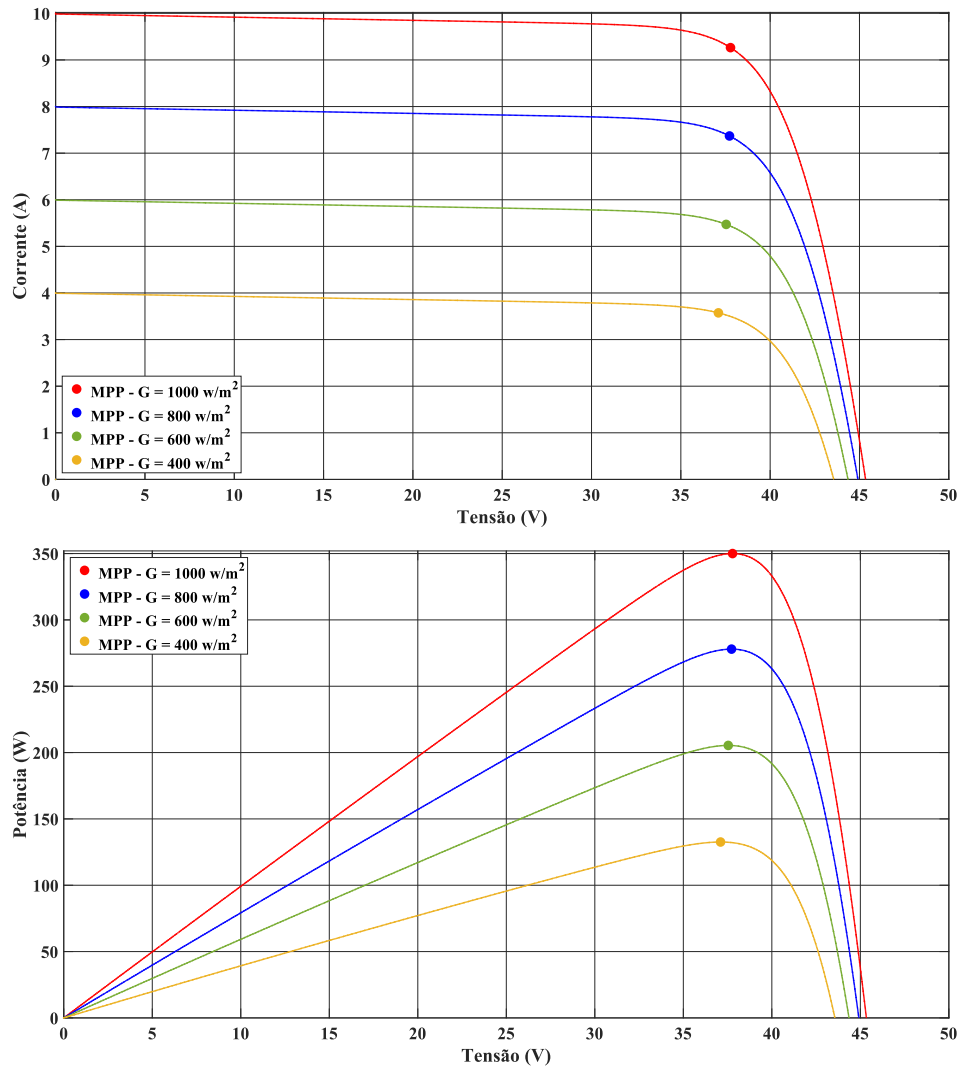


Figura 11 – Curvas $I \times V$ e $P \times V$ do módulo fotovoltaico em função da variação da irradiação.

A maioria das bibliografias encontradas na literatura considera o módulo fotovoltaico como uma fonte de corrente devido ao fato de fornecer corrente praticamente constante para quase toda faixa de valores de tensão que pode fornecer, a esquerda do MPP (TORRES, 2012; PEREIRA, 2019; MORAES, 2020). Essa característica é observada nos gráficos $I \times V$ das Figuras 11 e 12. Entretanto, uma vez que a largura da faixa a direita do MPP varia de modelo para modelo, podendo ser mais ou menos significativa, é possível encontrar literaturas que consideram o módulo fotovoltaico como fonte híbrida (MULLER, 2023). Portanto, uma vez que a definição do módulo fotovoltaico operando como fonte de corrente é mais difundida na literatura, nesse trabalho também será utilizada essa definição.

Com o passar dos anos os fabricantes de módulos fotovoltaicos iniciaram uma corrida para desenvolver módulos fotovoltaicos com maior capacidade de geração, ao mesmo tempo, em que se busca maior rendimento em relação a área das células fotovoltaicas que os compõem. Em

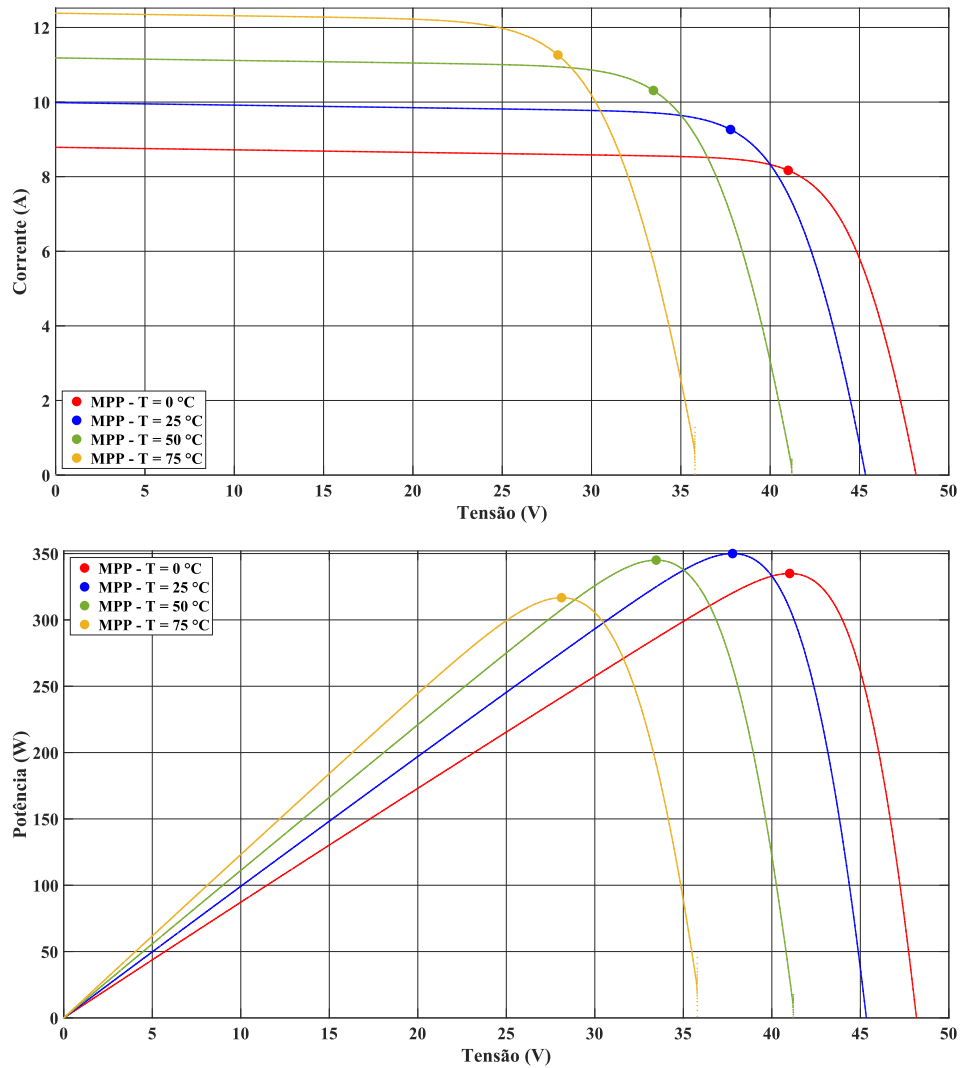


Figura 12 – Curvas I x V e P x V do módulo fotovoltaico em função da variação da temperatura.

2012, as células tinham dimensões de $0,156 \text{ m} \times 0,156 \text{ m}$, e os módulos possuíam área média de $0,936 \text{ m} \times 1,872 \text{ m}$. Em 2022, os módulos com maior capacidade possuíam células com dimensões de $0,210 \text{ m} \times 0,210 \text{ m}$, sendo que o maior módulo fotovoltaico é o modelo Jumbo da empresa JA Solar, o qual tem capacidade de geração de 800 W, porém possui $2,220 \text{ m} \times 1,757 \text{ m}$ e ainda não é produzido em escala industrial. O maior módulo fotovoltaico produzido em escala industrial é o modelo NewT@N da empresa Risen Energy, com capacidade de geração de 700 W e área de $2,384 \text{ m} \times 1,303 \text{ m}$ (CANALSOLAR, 2020; CER, 2022).

2.2 CONVERSORES CC-CC IMPLEMENTADOS EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Conforme visto nas seções anteriores, a maioria das topologias de conversores CC-CA necessitam de estágio de conversão CC-CC, sejam elas para elevar, reduzir, ou controlar o nível

de tensão antes do estágio de conversão CC-CA. Na Figura 13, é possível observar um diagrama de um sistema elétrico que contém estágios CC-CC e CC-CA separados.

Microinversores fotovoltaicos são conversores de potência unidirecionais que geralmente possuem dois estágios de conversão. O primeiro estágio é a conversão CC-CC, que serve de interface entre o módulo fotovoltaico e o estágio de conversão CC-CA, onde se eleva a tensão da ordem de poucas dezenas de volts até cerca de 400 V, tensão utilizada no barramento CC que é conectado aos terminais de entrada do microinversor. 400 V é a tensão utilizada como entrada para o estágio de conversão CC-CA, pois é um nível de tensão maior que a tensão de pico, 311 V, da rede elétrica monofásica de 220 V. Além de elevar o nível de tensão para ser convertida em tensão CA, o estágio CC-CA tem como função controlar e sincronizar a tensão que está sendo convertida com a tensão da rede a qual está conectado.

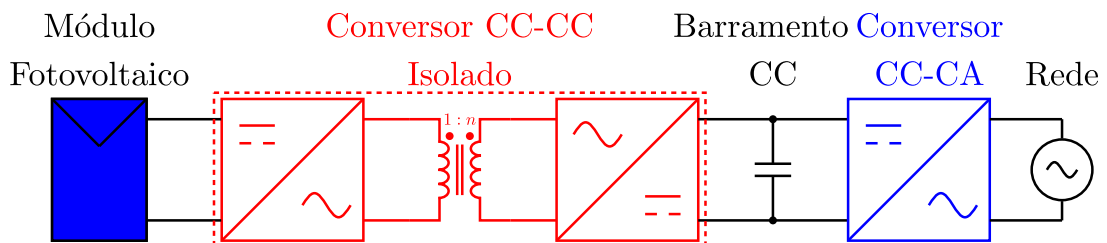


Figura 13 – Diagrama de um microinversor com estágios CC-CC e CC-CA separados conectados à rede elétrica.

Na literatura é possível encontrar diversas topologias de conversores CC-CC elevadores de tensão, tanto isolados quanto não-isolados. Os conversores não-isolados apresentam algumas vantagens em sua utilização, sendo menores, mais leves e mais baratos, visto que não possuem transformadores em sua topologia, além de possuírem maiores densidades de potência, e redução no *ripple* na corrente de entrada (LI; HE, 2011; HO *et al.*, 2013; TSENG; HUANG, 2014). Entre as topologias de conversores não-isolados que podem atingir elevados ganhos estáticos, o conversor *boost* intercalado vem ganhando muito destaque por se mostrar versátil e apresentar bons níveis de rendimento, e pode ser observado na Figura 14.

Entretanto, para situações em que o ganho desejado é da ordem de 10 a 20 vezes e é almejado obter um elevado rendimento (acima de 95 %), os conversores isolados possuem vantagens em relação aos não-isolados. Além disso, conversores isolados apresentam maior segurança contra choques elétricos, redução dos problemas com corrente de fuga gerada pela capacitância parasita, e elevado ganho estático de tensão por meio do ajuste da relação de transformação do transformador de alta frequência. Adicionando a essas vantagens, tem-se o fato

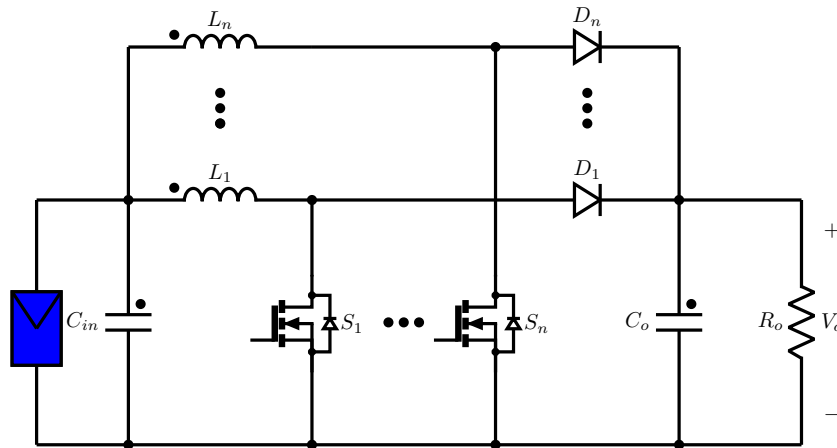


Figura 14 – Conversor *boost* intercalado.

que alguns países possuem legislações proibindo o uso de conversores sem isolamento galvânica para sistemas fotovoltaicos (PRASANNA; RATHORE, 2013; VINNIKOV *et al.*, 2016). Por esses motivos, esse trabalho adota o uso da topologia de conversor CC-CC isolado, que pode ser dividido em dois grupos, explanados a seguir: conversores CC-CC alimentados em tensão e conversores CC-CC alimentados em corrente.

Conversores alimentados em tensão são circuitos derivados dos conversores *buck*, não possuem indutores conectados em série com a fonte de energia na entrada, de maneira que a tensão de entrada seja constante e são geralmente encontrados em fontes chaveadas. Além disso, podem ser implementados nos modos não-isolados, onde são utilizados como conversores abaixadores de tensão, como o próprio conversor *buck*, e isolados, podendo ser implementados nos tipos *push-pull*, ponte completa e meia ponte, onde possuem característica de conversores abaixador ou elevador de tensão, devido à presença do transformador, sendo tal característica dependente da relação de transformação.

Um exemplo de conversor alimentado em tensão isolado do tipo meia ponte, pode ser observado na Figura 15. Esse conversor contém duas chaves, S_1 e S_2 , e dois capacitores de entrada, C_1 e C_2 , no lado primário do transformador de alta frequência, e no lado secundário há um circuito retificador com dois diodos, D_1 e D_2 , e um filtro LC passa-baixas na saída, L_o e C_o , onde apenas a componente CC é transferida para a carga. Nesse circuito as chaves S_1 e S_2 trabalham com a mesma razão cíclica, a qual não deve superar 50%, e uma defasagem de 180° deve existir entre elas. C_1 e C_2 possuem a mesma capacitância e são carregados cada um com metade do valor da tensão de entrada. O funcionamento desse circuito é composto por 4 etapas. São elas:

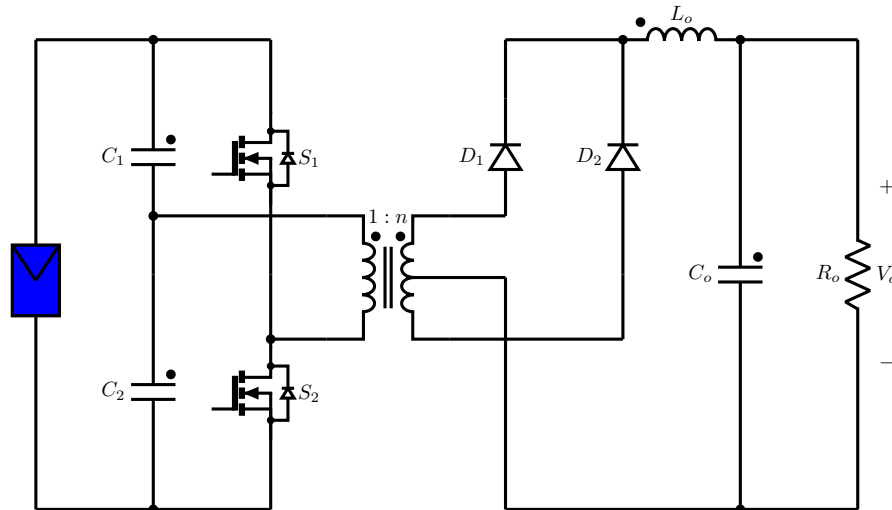


Figura 15 – Conversor meia ponte alimentado em tensão isolado.

- Na primeira etapa S_1 é fechada, a tensão de C_1 é aplicada sobre os terminais de entrada do transformador de alta frequência e o diodo retificador D_2 transfere energia para a saída;
- Na segunda etapa ambas as chaves são abertas, e os capacitores de entrada são carregados com metade da tensão de entrada, enquanto C_o transfere energia para a carga;
- Na terceira etapa o procedimento é similar a primeira etapa, porém S_2 é fechada, a tensão de C_2 é aplicada sobre os terminais de entrada do transformador de alta frequência e o diodo retificador D_1 transfere energia para a saída;
- Na quarta etapa o procedimento é similar a segunda etapa, ambas as chaves são abertas, novamente os capacitores de entrada são carregados com metade da tensão de entrada, enquanto C_o transfere energia para a carga.

Em sistemas fotovoltaicos, conversores alimentados em tensão são encontrados principalmente nos sistemas *off-grid*, visto que não estão conectados à rede elétrica, e, portanto onde esses conversores operam abaixando o nível de tensão e realizando o controle de energia dos módulos fotovoltaicos para o sistema de armazenamento de energia.

Nesses conversores a proteção contra sobrecorrentes é complexa, uma vez que as correntes aumentam rapidamente, podendo danificar os semicondutores antes mesmo da proteção ser atuada. Portanto, sistemas de proteção devem ser dimensionados para atuarem rapidamente, com o custo de gerarem ruídos eletromagnéticos.

Nos conversores alimentados em tensão elevadores de tensão que necessitam de elevado ganho estático, tais conversores apresentam algumas desvantagens. Para se obter baixa ondulação

na tensão de entrada são necessários grandes capacitores eletrolíticos (LIU *et al.*, 2011). Como a relação de espiras do transformador é elevada, a indutância de dispersão é grande e difícil de ser controlada (CHOI *et al.*, 2009; LIU *et al.*, 2011). Com a tensão de saída elevada, o indutor do filtro de saída se torna grande e caro, pois é submetido a elevado estresse (CHEN *et al.*, 2008). Devido às desvantagens que os conversores alimentados em tensão apresentam, e também devido à característica de conversor *boost* dos conversores alimentados em corrente, essa segunda topologia passa a ser analisada em maiores detalhes na próxima seção.

2.2.1 Conversores CC-CC Alimentados em Corrente

Conversores alimentados em corrente são os duais elétricos dos conversores alimentados em tensão e são derivados dos conversores *boost*. Por isso, sempre há, ao menos, um filtro indutivo conectado em série com os terminais de entrada do circuito, de maneira que a corrente seja mantida constante e a fonte de energia se comporte como fonte de corrente. Podem ser implementados nos modos não-isolados, onde são utilizados como conversores elevadores de tensão, como o próprio conversor *boost*, e isolados, podendo ser implementados nos tipos *push-pull*, ponte completa e meia ponte, onde possuem característica de conversores abaixador ou elevador de tensão, devido à presença do transformador, sendo tal característica dependente da relação de transformação.

Na Figura 16 é observada a topologia básica do conversor *push-pull* alimentado em corrente isolado. Esse conversor contém duas chaves, S_1 e S_2 , um indutor na entrada, L_{in} , e um filtro capacitivo C_{in} , no lado do primário do transformador de alta frequência, e no lado secundário há um circuito retificador com dois diodos, D_1 e D_2 , e um filtro capacitivo na saída, C_o . Nesse circuito as chaves S_1 e S_2 trabalham com a mesma razão cíclica, a qual não deve superar 50%, e uma defasagem de 180° deve existir entre elas. O funcionamento desse circuito é composto por 4 etapas. São elas:

- Na primeira etapa S_2 é fechada, o indutor L_{in} é carregado linearmente e energiza a parte inferior do primário do transformador de alta frequência. Em seguida, o diodo retificador D_2 transfere energia para o capacitor de saída C_o e para a carga;
- Na segunda etapa ambas as chaves são abertas, e o capacitor de saída C_o transfere energia para a carga;

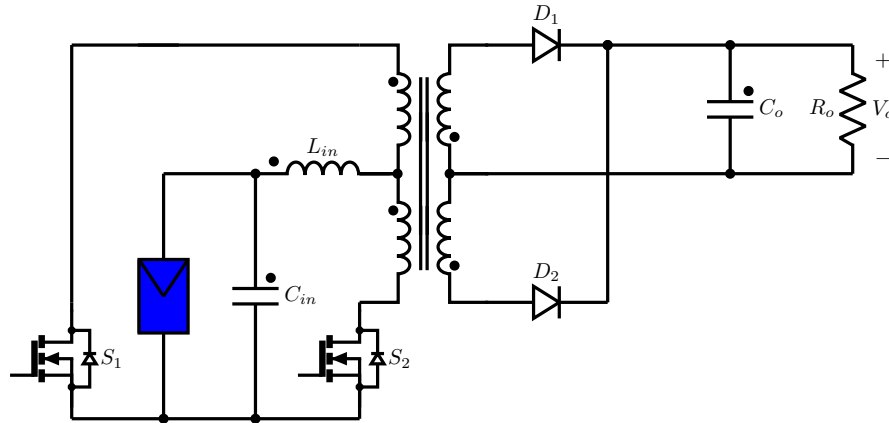


Figura 16 – Conversor *push-pull* alimentado em corrente isolado.

- Na terceira etapa o procedimento é similar a primeira etapa, porém S_1 é fechada, o indutor L_{in} é novamente carregado linearmente e energiza a parte superior do primário do transformador de alta frequência. Em seguida, diodo retificador D_1 transfere energia para o capacitor de saída C_o e para a carga;
- Na quarta etapa o procedimento é similar a segunda etapa, ambas as chaves são abertas e o capacitor de saída C_o transfere energia para a carga.

Conversores do tipo *push-pull* apresentam como vantagens baixa ondulação na corrente na entrada, elevado ganho estático por meio da relação de transformação, e as duas chaves conectadas ao mesmo potencial, reduzindo a necessidade de *drivers* com fonte isolada ou do tipo *bootstrap*. Entretanto, apresenta como desvantagens menor fator de utilização do transformador de alta frequência quando comparado com as outras topologias de conversores CC-CC isolados (apresentadas na sequência), enrolamentos primário e secundário do transformador subdivididos em 2 enrolamentos, aumentando complexidade na construção e custo desse elemento, e a necessidade de filtros capacitivos volumosos devido às grandes ondulações nas tensões de saída (KIM, 2016; CHEN *et al.*, 2014).

Um exemplo de conversor ponte completa alimentado em corrente isolado pode ser observado na Figura 17. Da mesma forma que o conversor *push-pull* alimentado em corrente, esse conversor possui apenas um indutor na entrada, L_{in} , e um filtro capacitivo, C_{in} . Entretanto, possui quatro chaves, S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , no lado do primário do transformador, e no lado secundário do transformador há um circuito retificador com quatro diodos, D_1 , D_2 , D_3 e D_4 , e um filtro capacitivo na saída, C_o . O funcionamento desse circuito é composto por 4 etapas. São elas:

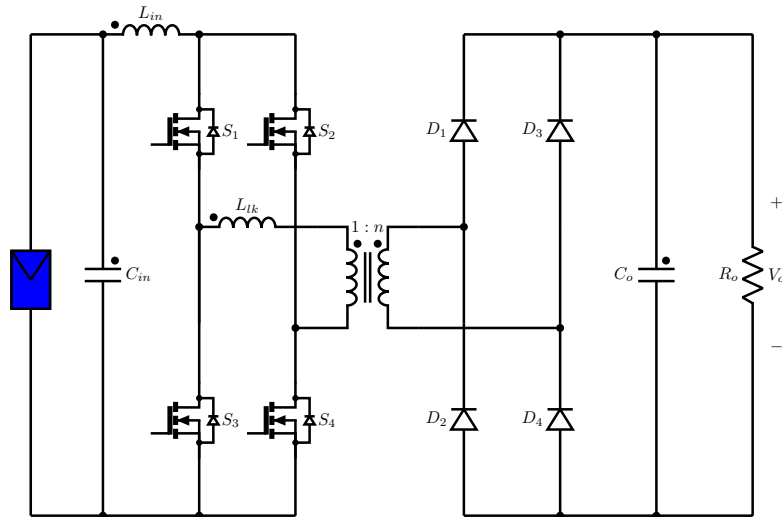


Figura 17 – Conversor ponte completa alimentado em corrente isolado.

- Na primeira etapa as quatro chaves são fechadas, e o indutor L_{in} é carregado linearmente, sendo essa etapa chamada de etapa *boost*;
- Na segunda etapa S_2 e S_3 são abertas, fazendo com que a energia armazenada no indutor flua para o lado secundário do transformador, onde os diodos D_1 e D_4 passam a conduzir, entregando energia para o capacitor e a carga;
- Na terceira etapa o procedimento é similar a primeira etapa, novamente as quatro chaves são fechadas, e o indutor L_{in} é mais uma vez carregado linearmente;
- Na quarta etapa o procedimento é similar a segunda etapa, porém S_1 e S_4 são abertas, fazendo com que a energia armazenada no indutor flua para o lado secundário do transformador, onde os diodos D_2 e D_3 passam a conduzir, entregando energia para o capacitor e a carga.

Conversores do tipo ponte completa apresentam como vantagens maior fator de utilização do transformador de alta frequência em relação ao conversor tipo *push-pull*, e baixa ondulação na corrente de entrada devido à redução do *ripple* proporcionado pelo acionamento defasado em metade do período dos pares de chaves ($S_1 - S_4$, $S_2 - S_3$). Porém, apresenta como desvantagens quatro chaves, necessidade de circuitos de acionamento isolados ou do tipo *bootstrap* para as chaves superiores (S_1 e S_2) (R; RATHORE, 2013; BAL *et al.*, 2016; BAHRAMI *et al.*, 2016).

Outra topologia de conversor alimentado em corrente é a topologia meia ponte isolada. É muito similar à ponte completa, porém possui apenas duas chaves, S_1 e S_2 , e possui um indutor

para cada chave, L_1 e L_2 , onde por cada indutor passa metade da corrente de entrada do circuito no lado do primário do transformador, e no lado secundário do transformador há um circuito retificador com quatro diodos, D_1 , D_2 , D_3 e D_4 , e um filtro capacitivo na saída, C_o . A topologia básica desse conversor pode ser observada na Figura 18. O funcionamento desse circuito é composto por 4 etapas. São elas:

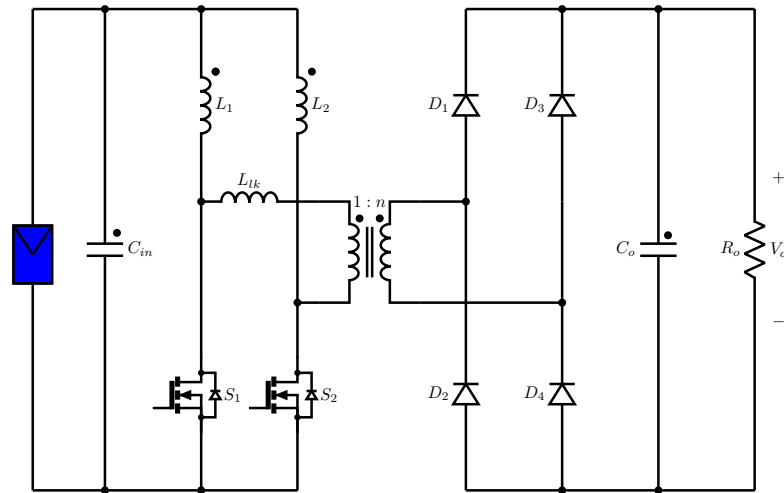


Figura 18 – Conversor meia ponte alimentado em corrente isolado.

- Na primeira etapa ambas as chaves são fechadas, os indutores L_1 e L_2 são carregados linearmente, e o capacitor de saída C_o fornece energia para a carga;
- Na segunda etapa S_2 é aberta, então a energia armazenada em L_2 é transferida para a saída através dos diodos D_2 e D_3 ;
- Na terceira etapa o procedimento é similar a primeira etapa, mais uma vez ambas as chaves são fechadas, os indutores L_1 e L_2 são carregados linearmente, e o capacitor de saída C_o fornece energia para a carga;
- Na quarta etapa o procedimento é similar a segunda etapa, porém agora S_1 é aberta, então a energia armazenada em L_1 é transferida para a saída através dos diodos D_1 e D_4 .

Conversores do tipo meia ponte apresentam como vantagens maior fator de utilização do transformador de alta frequência em relação ao conversor tipo *push-pull* assim como o conversor do tipo ponte completa, possui redução do número de chaves, tornando o circuito menor, mais barato, e podendo resultar em um maior MTBF (*Mean Time Between Failures* - Tempo Médio Entre Falhas). Assim como o conversor *push-pull* as chaves são conectadas ao mesmo potencial,

reduzindo a necessidade de circuitos de acionamento isolados ou do tipo *bootstrap*. Devido ao acionamento das chaves em metade do período e com defasagem em 180° , há redução do *ripple* ocasionando baixa ondulação na corrente de entrada (TESTON, 2016).

Uma desvantagem comum às três topologias de conversores alimentados em corrente apresentadas nessa seção é a ocorrência de surtos de tensão quando as chaves são abertas, devido à indutância de dispersão do transformador. Nesses conversores, esse problema ocorre na transferência da corrente do(s) indutor(es) de entrada para o transformador de alta frequência, uma vez que esse não assume instantaneamente a corrente que estava sendo conduzida pela chave devido à indutância de dispersão. Tal fenômeno pode ser melhor entendido através da Figura 19. Em 19-(a) há um circuito composto por uma fonte de corrente, representando o indutor *boost* L em regime permanente, uma chave ideal fechada S , e o indutor de dispersão L_{lk} . Quando a chave está fechada, toda a corrente circulando através de L flui através de S . Entretanto, no momento em que semicondutor é aberto em t_0^+ , circuito presente na Figura 19-(b), o indutor L_{lk} não absorve essa corrente instantaneamente, sendo $i_{L_{lk}}(t_0^+) = 0$ A, onde toda a energia acumulada no indutor *boost* é descarregada sobre S , tornando-se uma sobretensão que, idealmente, tem seu valor tendendo ao infinito, $v_S(t_0^+) \rightarrow \infty$. Entretanto, na prática, os valores de pico dessas sobretensões são elevados, gerando sobretensões que podem reduzir significativamente a vida útil desses semicondutores, ou até mesmo danificá-los, além de gerar ruídos, interferências eletromagnéticas e desperdício de energia (MAO *et al.*, 2005; WU *et al.*, 2018). A forma de onda presente na Figura 20 ilustra um exemplo de sobretensão ocorrido ao desligar uma chave.

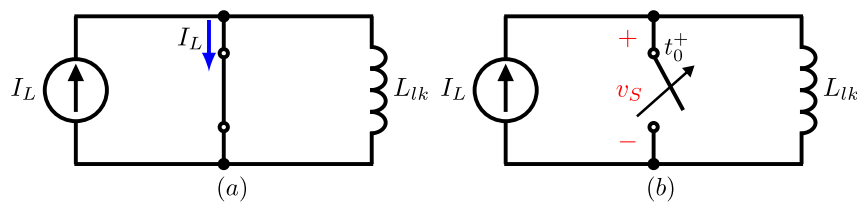


Figura 19 – Circuito ilustrativo para demonstrar sobretensão sobre a chave S : (a) chave fechada, sem sobretensão; (b) chave aberta, com sobretensão.

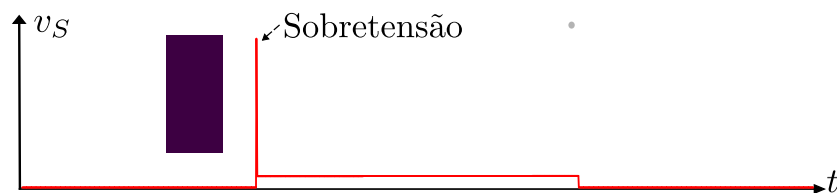


Figura 20 – Sobretensão sobre uma chave.

Para corrigir esse problema a solução clássica é a utilização de circuitos auxiliares à comutação, também encontrados na literatura como circuitos *snubber*, sendo inseridos em série ou em paralelo com as chaves, cuja função é grampear a tensão sobre essas, mantendo-as em níveis relativamente baixos. Essa característica é obtida absorvendo instantaneamente a corrente que fluía pela chave no momento em que é aberta, sendo isso feito através de um caminho alternativo para essa a corrente. Um circuito auxiliar à comutação em paralelo ilustrativo é observado na Figura 21. Nesse circuito, como mencionado, inicialmente a corrente é absorvida pelo circuito auxiliar, uma vez que a indutância L_{lk} não assume instantaneamente corrente, entretanto, ao longo de um determinado período de tempo essa corrente passa a fluir totalmente por L_{lk} . A implementação desse caminho alternativo permite uma maior durabilidade do semicondutor, além de ser possível a escolha de chaves com baixas resistências de condução, e assim, obter menores perdas de potência.

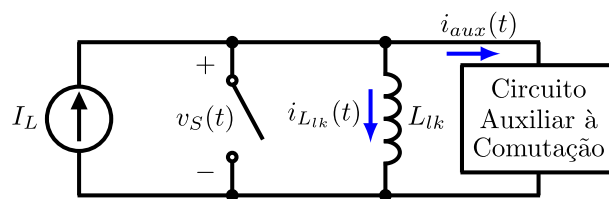


Figura 21 – Circuito auxiliar à comutação ilustrativo em paralelo para grampeamento das sobretensões.

Por motivos de praticidade, ao longo desse trabalho esse tipo de circuito será referido apenas como circuito auxiliar. Tais circuitos auxiliares podem ser classificados entre passivos e ativos. Existem na literatura diversas possibilidades desses circuitos para conversores isolados alimentados em corrente, de diferentes tamanhos, complexidades de projeto, quantidades de componentes, etc. Os circuitos auxiliares do tipo dissipativos geralmente apresentam menores custos e complexidades em relação aos ativos, porém degradam o rendimento do conversor, onde muitas vezes isso não é aceitável. Circuitos auxiliares ativos requerem operação e projeto mais complexos, entretanto geralmente se obtém menores perdas de energia, além de permitirem grampear a tensão nas chaves e promover comutação em ZVS (*Zero Voltage Switching* - Comutação em Tensão Nula) e/ou em ZCS (*Zero Current Switching* - Comutação em Corrente Nula) (HAN *et al.*, 2005; ZHAN *et al.*, 2016; TESTON, 2016). Por esses motivos, para esse trabalho foi considerada a utilização de um circuito auxiliar ativo.

Na literatura há diversos circuitos auxiliares ativos propostos para conversores isolados meia ponte alimentados em corrente. Em Han *et al.* (2005) é proposto um circuito auxiliar ativo constituído por duas chaves e um capacitor. Com esse circuito obteve-se um grampeamento

da tensão das chaves igual à tensão do capacitor do circuito auxiliar, de modo que as chaves principais operaram em ZVS por meio da energia armazenada na indutância de dispersão, fazendo com que o conversor atingisse 95% de rendimento.

Uma variação desse circuito foi abordado por Teston (2016), porém foi proposta uma alteração no ponto de conexão do capacitor do circuito auxiliar ativo e também a inserção de um retificador dobrador de tensão na saída, como se observa na Figura 22. Com esse conversor obteve-se um rendimento de 95,7% a plena carga e operação em ZVS em toda a faixa de operação do conversor. Moraes (2020) propôs uma alteração no circuito apresentado por Teston (2016), onde retirou uma chave do circuito auxiliar e acrescentou dois diodos, mantendo o capacitor grampeador conectado no mesmo nó e o retificador dobrador de tensão na saída do circuito, como se observa na Figura 23. Com essa alteração obteve-se um ligeiro aumento do rendimento, 95,802%, a plena carga, e operação em ZCS ao desligar as chaves principais e auxiliar, ao ligar a chave auxiliar, e também nas comutações dos diodos retificadores.

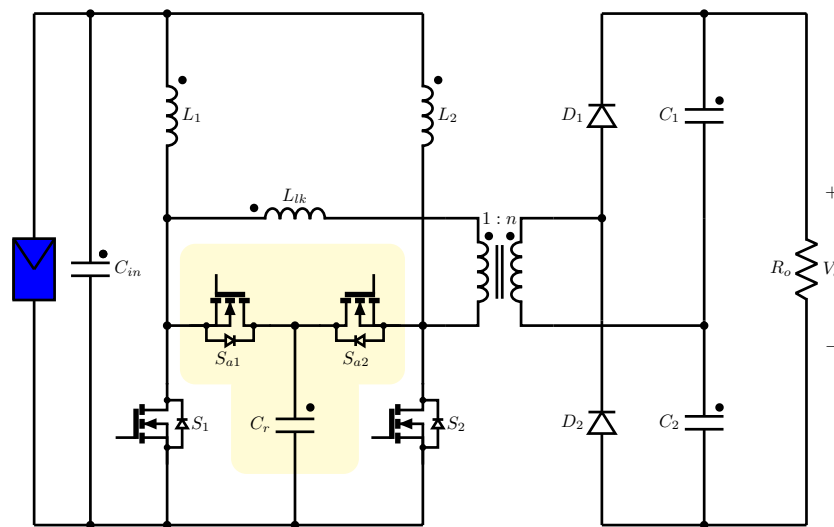


Figura 22 – Conversor meia ponte alimentado em corrente isolado com circuito auxiliar ativo e retificador dobrador de tensão proposto por Teston (2016).

Fonte: (TESTON, 2016)

Uma característica em comum aos conversores propostos por Teston (2016) e Moraes (2020) é que os circuitos principais são isolados. Ou seja, para se utilizar o conversor meia ponte alimentado em corrente isolado como circuito principal, e como se pretende recuperar a energia do capacitor grampeador e realocar para a carga, para que a saída continue isolada da entrada o circuito auxiliar também deve ser isolado.

Uma das formas de se obter um circuito auxiliar isolado é utilizando transformadores ou indutores acoplados. Ambos os elementos magnéticos são amplamente documentados na

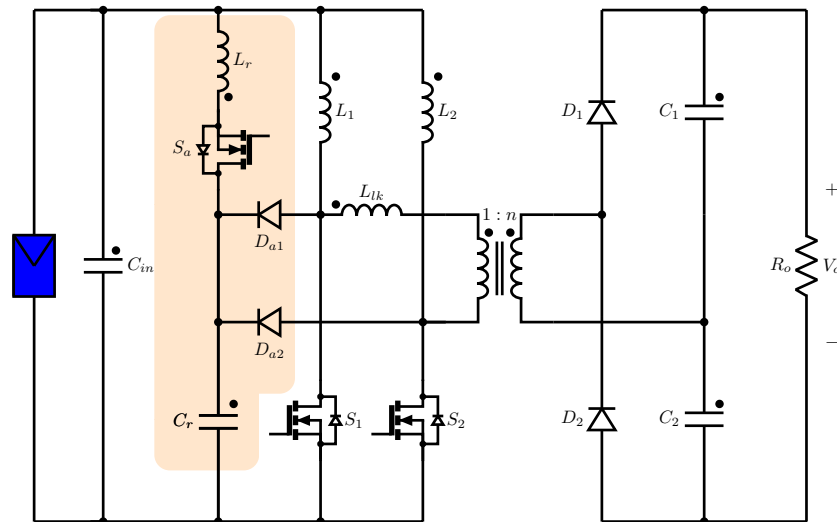


Figura 23 – Conversor meia ponte alimentado em corrente isolado com circuito auxiliar ativo e retificador dobrador de tensão proposto por Moraes (2020).

Fonte: (MORAES, 2020)

literatura e cada um deles possui suas particularidades e vantagens. Entretanto, um ponto positivo do indutor acoplado em relação ao transformador é que esse elemento é menor, mais leve e permite uma razão cíclica menor para a chave em relação ao transformador para uma quantidade de potência que flui pelo circuito auxiliar, fazendo com que as perdas por condução nesse semicondutor também sejam menores. Portanto, para o circuito auxiliar à comutação proposto é utilizado um indutor acoplado, o qual é observado na Figura 24.

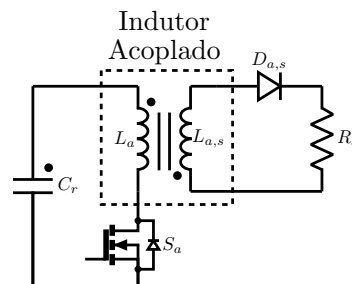


Figura 24 – Circuito auxiliar à comutação proposto com indutor acoplado.

2.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Nesse capítulo de revisão da literatura, primeiramente, foi abordado sobre a geração solar fotovoltaica, onde foi explanado sobre o princípio de funcionamento das células fotovoltaicas e também foi apresentado seu modelo matemático. Somando-se a isso, foram apresentados os principais circuitos de processamento de energia presentes na literatura, onde foram discutidas

as vantagens e desvantagens de cada um deles, com enfoque para as topologias que fornecem isolamento galvânica. Como foi discutido ao longo do capítulo, devido às vantagens do conversor meia ponte alimentado em corrente em relação às outras topologias mencionadas, foi constatada que essa é a mais adequada para ser o estágio CC-CC de microinversores.

Além disso, foi apresentado o problema de sobretensão nas chaves principais quando essas são desligadas, onde deve-se grampear tais tensões evitando que as chaves do circuito principal venham a ter vida útil reduzida, perda de potência excessiva, ou mesmo inutilização do semicondutor, devido à esse fenômeno. Para sua correção, um circuito de grampeamento ativo é proposto, onde esse além de evitar as sobretensões, realoca a energia do capacitor grampeador para a carga, através de um circuito auxiliar isolado. No próximo capítulo o conversor proposto será abordado detalhadamente.

3 CONVERSOR MEIA PONTE ALIMENTADO EM CORRENTE COM CIRCUITO AUXILIAR À COMUTAÇÃO ISOLADO

No capítulo anterior foram apresentadas algumas topologias de conversores alimentados em corrente e tensão, com enfoque em circuitos isolados. Nesse capítulo será apresentado um circuito auxiliar à comutação isolado, referido somente como circuito auxiliar, onde esse grampeia as tensões nas chaves principais, evitando sobretensões nas mesmas, recuperando a energia do capacitor grampeador, realocando-a para a carga. Sua metodologia de projeto será apresentada tanto para o circuito principal, o conversor meia ponte alimentado em corrente, quanto para o circuito auxiliar isolado.

O conversor meia ponte alimentado em corrente, também encontrado na literatura pela sigla em inglês CFHB (*Current-Fed Half-Bridge*), deve ter suas chaves principais acionadas com a mesma razão cíclica, D , onde ambas possuem o mesmo valor, uma defasagem de 180° e valor maior ou igual a 0,5. Caso D seja menor que 0,5, não há caminho para que a energia armazenada em cada um dos indutores *boost*, L_1 e L_2 , possa ser descarregada. Na sequência são apresentadas as quatro etapas de operação desse conversor.

Etapa 1 (t_0, t_1): Na primeira etapa as chaves S_1 e S_2 estão ligadas, ou seja, metade da corrente de entrada flui por cada um dos indutores *boost*, ao passo que os capacitores C_1 e C_2 fornecem energia para a carga. O circuito para esta etapa é visto na Figura 25.

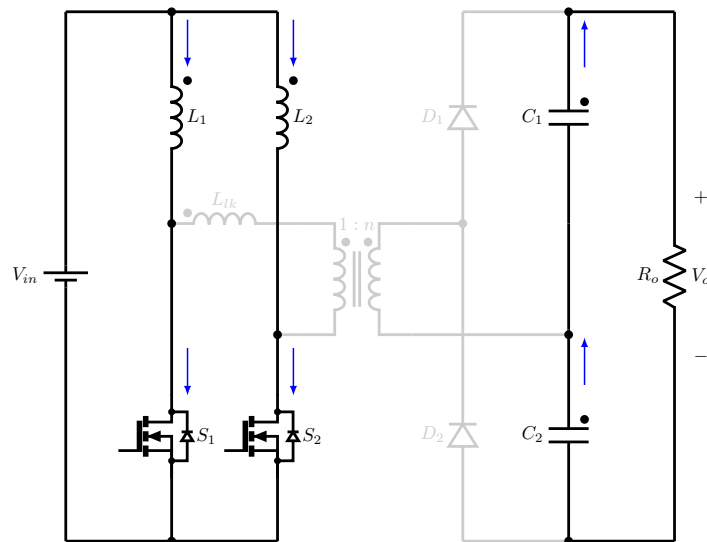


Figura 25 – Primeira etapa do conversor meia ponte alimentado em corrente.

Etapa 2 (t_1, t_2): A segunda etapa inicia quando a chave S_1 desliga, fazendo com que o transformador de alta frequência esteja energizado com a corrente do indutor *boost* L_1 . O diodo

D_1 inicia condução de corrente carregando o capacitor C_1 , e o capacitor C_2 fornece energia para a carga. O circuito para esta etapa é apresentado na Figura 26.

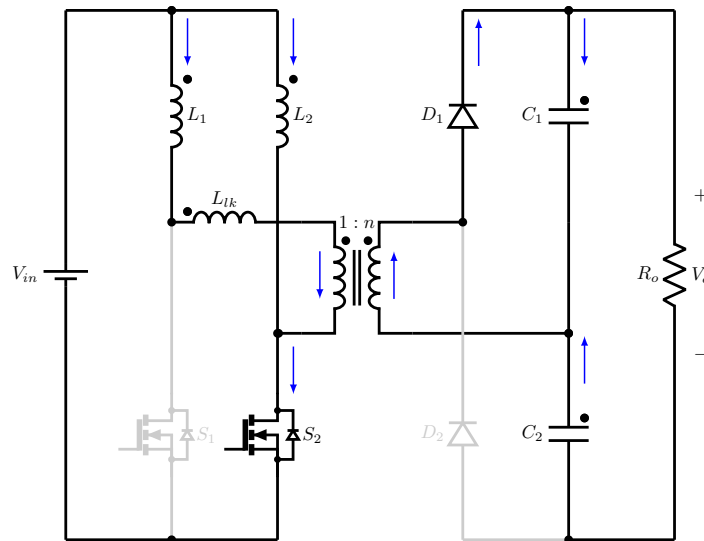


Figura 26 – Segunda etapa do conversor meia ponte alimentado em corrente.

Etapa 3 (t_2, t_3): O início da terceira acontece quando a chave S_1 é ligada novamente. Esta etapa de operação é igual à primeira etapa.

Etapa 4 (t_3, t_4): A quarta etapa inicia quando a chave S_2 desliga, fazendo com que o transformador de alta frequência esteja novamente energizado, dessa vez com a corrente do indutor *boost* L_2 . O diodo do circuito retificador D_2 inicia condução de corrente carregando o capacitor C_2 , e o capacitor C_1 fornece energia para a carga. O circuito para esta etapa é apresentado na Figura 27. Ao final desta etapa S_2 é ligada novamente e o ciclo de operação do conversor se repete.

Ao se analisar as quatro etapas mencionadas acima, percebe-se que sua operação é simétrica, onde tal consideração facilita a análise do conversor proposto. O circuito auxiliar é composto por um indutor acoplado com enrolamentos primário e secundário, L_a e $L_{a,s}$, respectivamente, uma chave auxiliar, S_a , dois diodos auxiliares, D_{a1} e D_{a2} , e um capacitor grameador, C_r , no lado primário do indutor acoplado, e outro diodo auxiliar no lado secundário do indutor acoplado, $D_{a,s}$. O conversor proposto com circuitos principal e auxiliar é observado na Figura 28. O circuito auxiliar opera com o dobro da frequência do circuito de principal para que o grameamento ativo ocorra para ambas as chaves principais. Além de proporcionar grameamento ativo, o circuito auxiliar proporciona para as chaves principais comutação em ZVS ao desligar e ZCS ao ligar. Além do mais, a chave auxiliar liga em ZCS, e o diodo auxiliar $D_{a,s}$ sai de condução em ZCS. Dessa forma, há poucas perdas no conversor proposto, obtendo

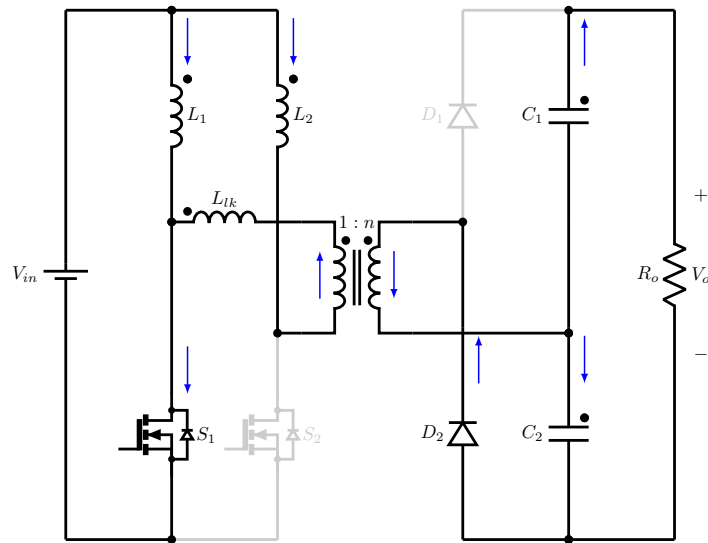


Figura 27 – Quarta etapa do conversor conversor meia ponte alimentado em corrente.

alto rendimento na entrega de potência para a carga.

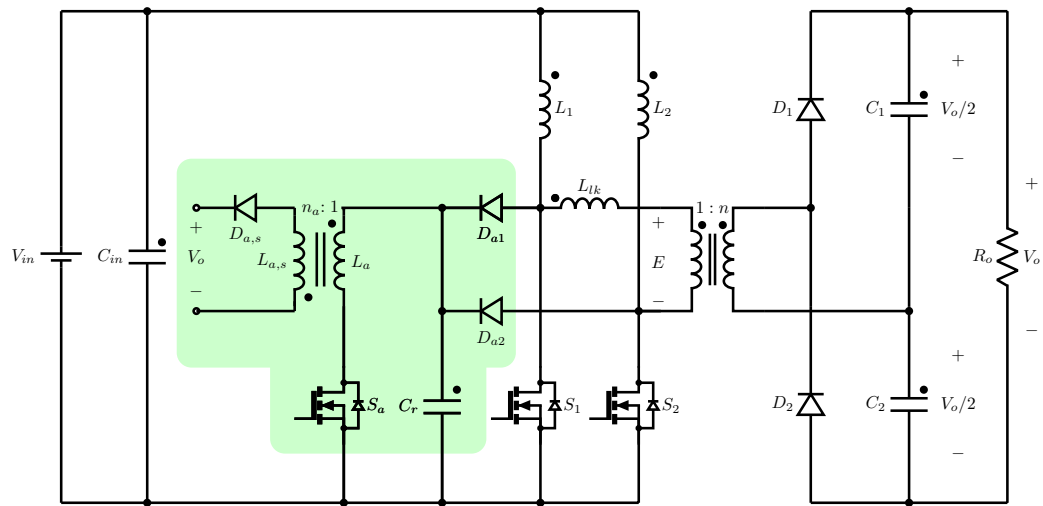


Figura 28 – Conversor meia ponte alimentado em corrente com circuito auxiliar isolado.

3.1 ANÁLISE E ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

Para simplificar a análise do conversor com a inclusão do circuito auxiliar, as seguintes considerações foram feitas:

- As não-idealidades dos componentes foram desconsideradas, uma vez que, ao fazer isso, o prejuízo quanto à precisão dos resultados é pouco significativo, podendo ser desprezado;
- Os capacitores do retificador dobrador de tensão C_1 e C_2 possuem a mesma capacitância e são suficientemente grandes para manter a tensão de saída V_o constante;

- Os indutores *boost* L_1 e L_2 possuem a mesma indutância e são suficientemente grandes para manter a corrente sobre eles constante;
- Para a análise e projeto do circuito do conversor, considerou-se uma fonte de tensão de entrada e uma carga resistiva na saída. Entretanto, caso seja implementado um sistema de controle MPPT e seja feita a integração com o estágio inversor, deve-se considerar para o projeto uma faixa de tensão de entrada compatível com um módulo fotovoltaico e também a existência de uma potência pulsada na saída do conversor (MORAES, 2020).

Etapa 1 (t_0, t_1): Em t_0 a chave auxiliar S_a fecha, iniciando a primeira etapa. O circuito completo da primeira etapa é mostrado na Figura 41.

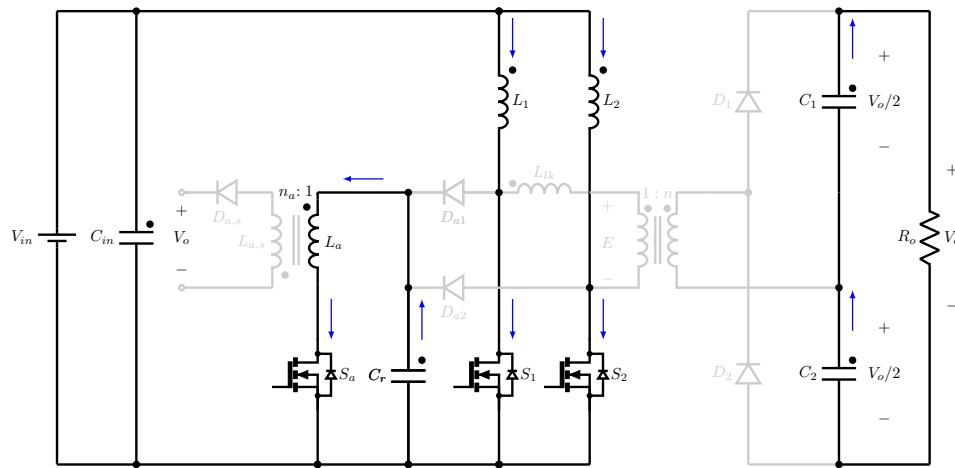


Figura 29 – Circuito equivalente da etapa 1 para o conversor proposto.

Ao iniciar essa etapa, as chaves principais S_1 e S_2 estão ligadas e conduzindo corrente, os diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} estão bloqueados e o circuito auxiliar está operando separadamente do circuito principal. O capacitor grampeador C_r está com tensão máxima sobre si, $V_{C_r,max}$, e não há energia armazenada nos enrolamentos do indutor acoplado, portando a corrente sendo conduzida nele é nula. No momento que S_a é ligada, sob condição de ZCS, ocorre uma ressonância entre o capacitor C_r e o enrolamento primário do indutor acoplado L_a , descarregando toda a energia armazenada em C_r e sendo fornecida ao indutor acoplado. A Figura 42 mostra o circuito ressonante que surge após o fechamento da chave auxiliar S_a . Ao final da etapa, a tensão sobre C_r atinge seu nível mínimo, $V_{C_r,min}$, ao passo que o valor da corrente através de L_a é máximo, $I_{L_a,max}$. As formas de onda da tensão sobre C_r e da corrente que circula por L_a são observadas na Figura 43.

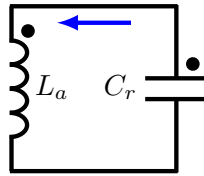


Figura 30 – Circuito equivalente para ressonância entre C_r e L_a na primeira etapa.

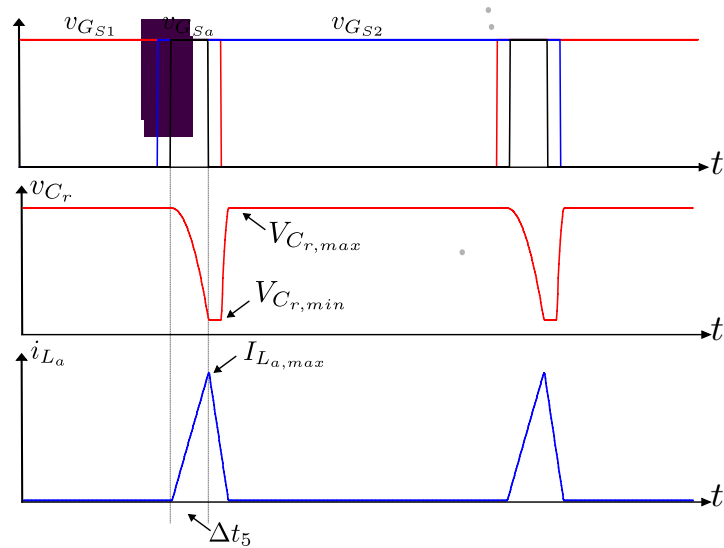


Figura 31 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, da tensão sobre C_r e da corrente em L_a na primeira etapa.

Etapa 1 (t_0, t_1): Em t_0 a chave S_1 do circuito principal é desligada, onde isso ocorre sob condição de ZVS, iniciando a primeira etapa. O circuito completo é observado na Figura 32.

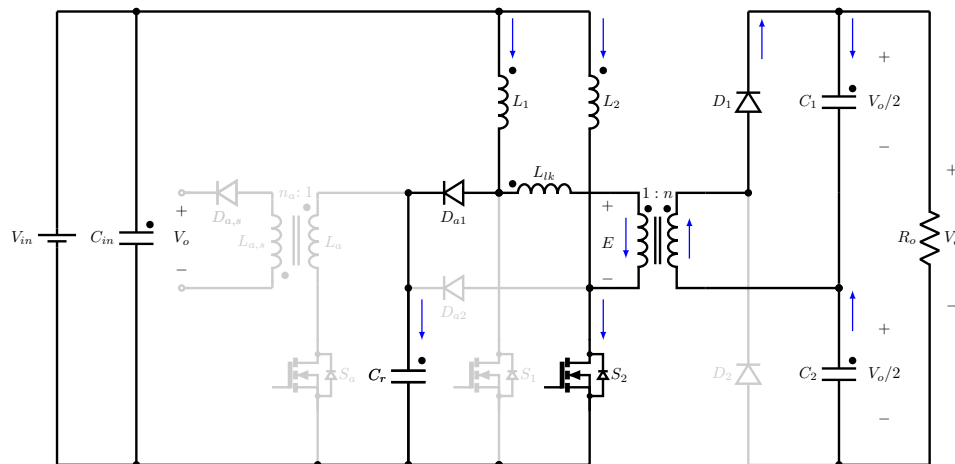


Figura 32 – Circuito equivalente da etapa 1 para o conversor proposto.

Nesse instante, o capacitor grameador C_r está com tensão mínima sobre seus terminais, $V_{C_r,min}$, e corrente nula no transformador de alta frequência do circuito principal. No momento em que a chave S_1 é ligada, o diodo auxiliar D_{a1} inicia a condução de corrente carregando

C_r , aumentando seu nível de tensão até alcançar seu valor máximo, $V_{C_r, max}$. Ao mesmo tempo, também começa a circular corrente pela indutância de dispersão do transformador de alta frequência do circuito principal, L_{lk} , iniciando a etapa em zero e finalizando com valor de $I_{L1, max}$, mesmo valor do indutor *boost* L_1 . Nessa etapa, naturalmente ocorre uma ressonância entre C_r e L_{lk} , onde o circuito ressonante equivalente é observado na Figura 33.

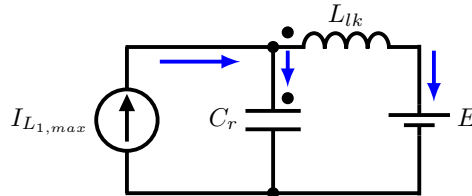


Figura 33 – Circuito ressonante entre C_r e L_{lk} na primeira etapa.

No momento em que a corrente em L_{lk} atinge $I_{L1, max}$, o diodo auxiliar D_{a1} para de conduzir corrente, e o circuito auxiliar é desacoplado do circuito principal, finalizando a etapa 1. Ao longo desse intervalo de tempo, a tensão sobre a chave S_1 é a mesma de C_r . No instante que D_{a1} cessa a condução de corrente, é grampeada a tensão sobre S_1 no valor da tensão de saída referida ao primário do transformador de alta frequência, $E = V_o/(2n)$, onde n é a relação de transformação do transformador de alta frequência. As formas de onda da tensão sobre C_r e da corrente em L_{lk} são observadas na Figura 34.

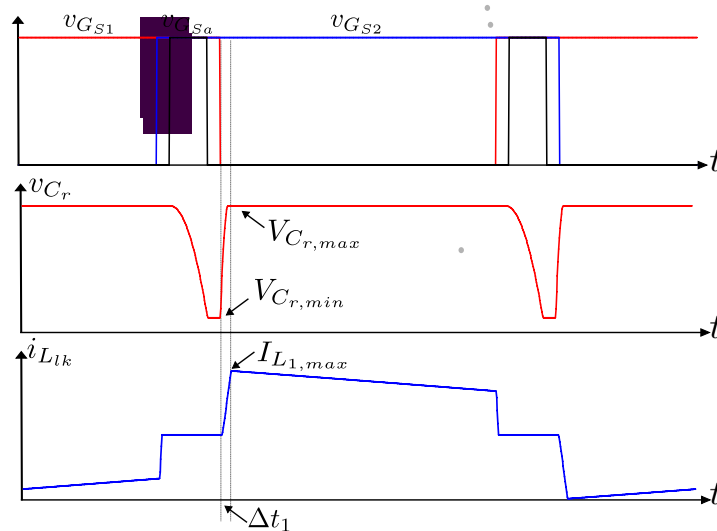


Figura 34 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, da tensão sobre C_r , e da corrente em L_{lk} na primeira etapa.

Portanto, a partir do circuito ressonante dessa etapa surge o seguinte sistema de equações.

$$\begin{cases} v_{C_r} = v_{L_{lk}} + E \\ I_{L_{1,max}} = i_{C_r} + i_{L_{lk}} \end{cases}$$

A equação da corrente no capacitor grampeador é calculada através de (8) e a tensão no indutor de dispersão L_{lk} é definida através de (9).

$$i_{C_r}(t) = C_r \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} \quad (8)$$

$$v_{L_{lk}}(t) = L_{lk} \frac{di_{L_{lk}}(t)}{dt} \quad (9)$$

Inserindo as equações (8) e (9) nas equações do circuito ressonante, e realizando algumas manipulações algébricas, é possível encontrar o sistema de equações diferenciais desta etapa, o qual se observa em (10) e (11).

$$\frac{d^2 v_{C_r}(t)}{dt^2} - \left(\frac{1}{L_{lk} C_r} \right) v_{C_r}(t) = \frac{E}{L_{lk} C_r} \quad (10)$$

$$\frac{d^2 i_{L_{lk}}(t)}{dt^2} - \left(\frac{1}{L_{lk} C_r} \right) i_{L_{lk}}(t) = \frac{I_{L_{1,max}}}{L_{lk} C_r} \quad (11)$$

Para obter as soluções das equações diferenciais é necessário definir as condições iniciais, as quais são observadas abaixo.

$$\begin{cases} v_{C_r}(t_0) = V_{C_r,min} \\ v'_{C_r}(t_0) = \frac{I_{L_{1,max}}}{C_r} \\ i_{L_{lk}}(t_0) = 0 \\ i'_{L_{lk}}(t_0) = \frac{V_{C_r,min} - E}{L_{lk}} \end{cases}$$

De posse das equações diferenciais e das condições iniciais, encontram-se em (12) e (13) as equações para a tensão instantânea de C_r e a corrente instantânea no indutor de dispersão do transformador de alta frequência L_{lk} para a primeira etapa.

$$v_{C_r}(t) = E + (V_{C_r,min} - E)\cos(\omega_1 t) + I_{L_1,max} Z_1 \sin(\omega_1 t) \quad (12)$$

$$i_{L_{lk}}(t) = I_{L_1,max} [1 - \cos(\omega_1 t)] + \left(\frac{V_{C_r,min} - E}{Z_1} \right) \sin(\omega_1 t) \quad (13)$$

Nas equações acima, ω_1 é a frequência de ressonância entre L_{lk} e C_r , definida em (14), e Z_1 é a impedância ressonante, definida pela equação (15).

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{lk} C_r}} \quad (14)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_r}} \quad (15)$$

Para encontrar Δt_1 , se deve igualar $V_{C_r,max}$ com a equação (12) e isolá-lo, e após algumas manipulações algébricas e trigonométricas, tem-se a equação (16), onde V_v é uma constante definida pela equação (17).

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_1} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{C_r,max} - E}{V_v} \right) - \sin^{-1} \left(\frac{V_{C_r,min} - E}{V_v} \right) \right] \quad (16)$$

$$V_v = \sqrt{(V_{C_r,min} - E)^2 + (I_{L_1,max} Z_1)^2} \quad (17)$$

A Figura 35 apresenta as formas de onda das correntes e tensões dos principais elementos do circuito principal com inclusão do circuito auxiliar para a metade do período de comutação.

Etapa 2 (t_1, t_2): Em t_1 , D_{a1} para de conduzir corrente, iniciando a segunda etapa. O circuito completo para essa etapa é observado na Figura 36.

Nesse instante, o circuito auxiliar é desacoplado do circuito principal e o valor da corrente no indutor de dispersão do transformador de alta frequência, L_{lk} , atinge o valor máximo, $I_{L_1,max}$. Nessa etapa, a tensão sobre o capacitor grameador, C_r , inicia grameada com tensão E , com corrente nula nos enrolamentos L_a e $L_{a,s}$ do indutor acoplado, e com a chave principal S_1 desligada, onde essas condições permanecem inalteradas até o final dessa etapa. Porém, o

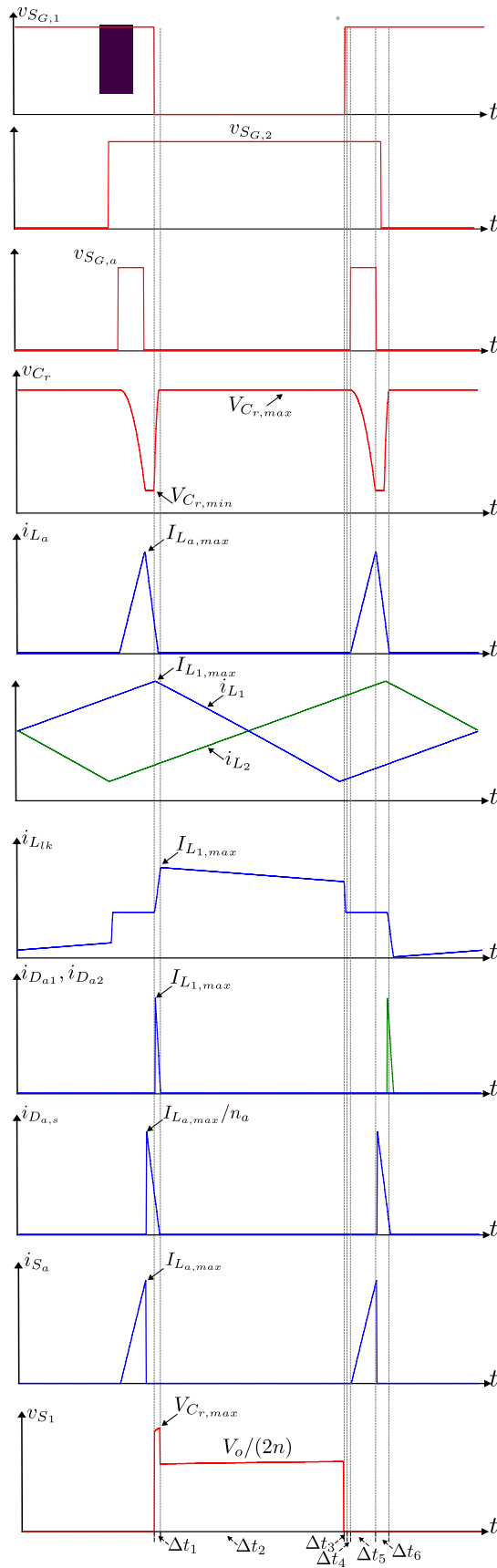


Figura 35 – Formas de onda para metade do período de chaveamento (comutação completa de S_1 e D_1).

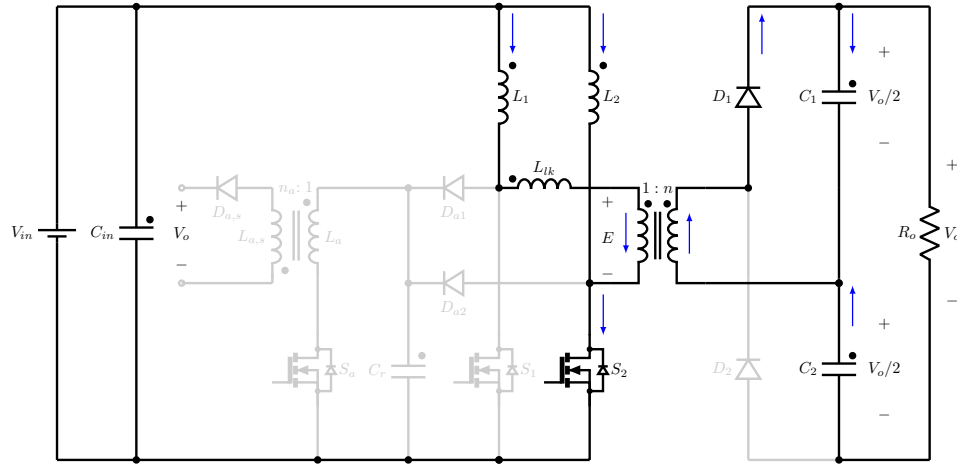


Figura 36 – Circuito equivalente da etapa 2 para o conversor proposto.

valor de corrente em L_{lk} , que no início da etapa é $I_{L_{1,max}}$, durante todo esse período mantém o mesmo valor que a corrente no indutor *boost* L_1 , diminuindo linearmente até atingir $I_{L_{1,min}}$ ao final dessa etapa, como se observa na Figura 37.

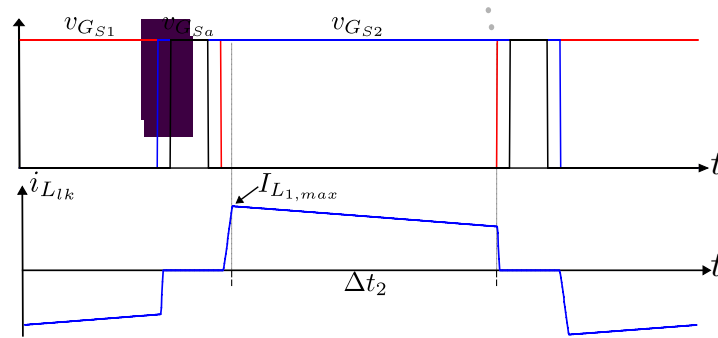


Figura 37 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, e da corrente em L_{lk} na segunda etapa.

Sabendo que a corrente no indutor L_{lk} varia linearmente nessa etapa, a equação (18) expressa matematicamente seu comportamento.

$$i_{L_{lk}}(t) = I_{L_{1,max}} - \left(\frac{E - V_{in}}{L_1 + L_{lk}} \right) t \quad (18)$$

Uma vez que essa etapa finaliza quando S_1 é ligada novamente, Δt_2 é determinado conforme a equação (19).

$$\Delta t_2 = (1 - D)T - \Delta t_1 \quad (19)$$

Etapa 3 (t_2, t_3): A terceira etapa inicia quando a chave principal S_1 é ligada novamente, sob condição de ZCS. O circuito completo para essa etapa é observado na Figura 38.

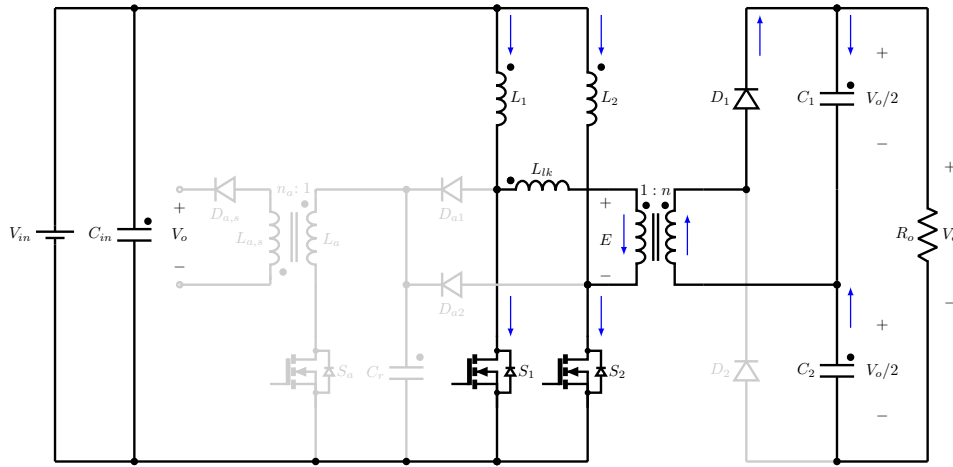


Figura 38 – Circuito equivalente da etapa 3 para o conversor proposto.

Uma vez ligada, a corrente que inicia em $I_{L1,min}$, valor mínimo em L_1 , volta a ser incrementado, fluindo de L_1 para S_1 . Com isso, toda a energia armazenada no indutor de dispersão L_{lk} é descarregada através do diodo D_1 para a carga e parte carrega novamente o capacitor do retificador dobrador de tensão C_1 , tornando a corrente nesse indutor nula ao final da etapa, como se observa na Figura 39. As tensões e correntes no circuito auxiliar permanecem inalteradas.

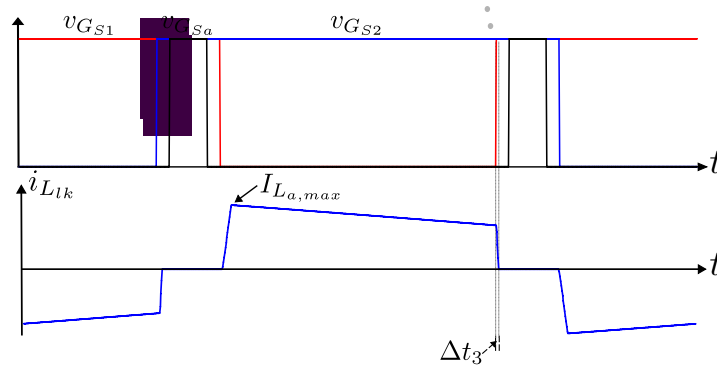


Figura 39 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, e da corrente em L_{lk} na terceira etapa.

Através da realização da Lei de Kirchhoff das Tensões em L_{lk} , verifica-se em (20) que a tensão nesse indutor é igual à tensão de saída negativa referida ao primário do transformador de alta frequência, sendo constante durante toda a etapa.

$$v_{L_{lk}}(t) = -E \quad (20)$$

Uma vez que o indutor descarrega linearmente toda a energia, a equação que determina a corrente instantânea no indutor de dispersão L_{lk} encontra-se em (21).

$$i_{L_{lk}}(t) = I_{L_{1,min}} - \frac{Et}{L_{lk}} \quad (21)$$

Para calcular Δt_3 utiliza-se a equação (22), onde se iguala a equação (21) a 0 e isola-o.

$$\Delta t_3 = \frac{I_{L_{1,min}} L_{lk}}{E} \quad (22)$$

Etapa 4 (t_3, t_4): Em t_3 o diodo D_1 para de conduzir corrente, iniciando assim a quarta. O circuito completo para essa etapa é observado na Figura 40.

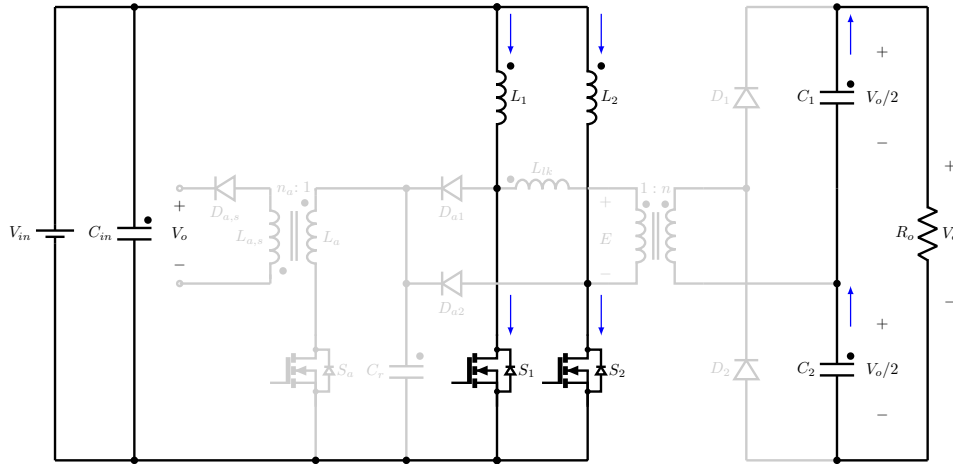


Figura 40 – Circuito equivalente da etapa 4 para o conversor proposto.

Nessa etapa as tensões e correntes do circuito auxiliar permanecem as mesmas das duas etapas anteriores, a corrente no indutor L_{lk} é nula, as correntes que passam por S_1 e S_2 possuem os mesmos valores dos seus respectivos indutores *boost*, e os capacitores do retificador dobrador de tensão C_1 e C_2 alimentam a carga. Portanto, Δt_4 é calculado de acordo com a equação (23), onde Δt_5 e Δt_6 são os períodos de duração das etapas 5 e 6, respectivamente.

$$\Delta t_4 = \frac{T}{2} - \Delta t_2 - \Delta t_3 - \Delta t_5 - \Delta t_6 \quad (23)$$

Etapa 5 (t_4, t_5): Em t_4 a chave auxiliar S_a fecha, iniciando a quinta etapa. O circuito completo da quinta etapa é mostrado na Figura 41.

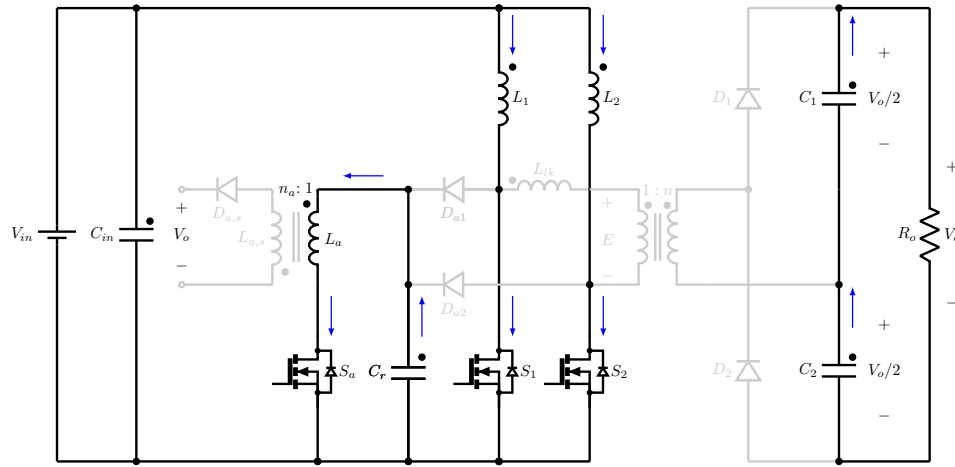


Figura 41 – Circuito equivalente da etapa 5 para o conversor proposto.

Ao iniciar essa etapa, as chaves principais S_1 e S_2 estão ligadas e conduzindo corrente, os diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} estão bloqueados e o circuito auxiliar está operando separadamente do circuito principal. O capacitor grampeador C_r está com tensão máxima sobre si, $V_{C_r, max}$, e não há energia armazenada nos enrolamentos do indutor acoplado, portando a corrente sendo conduzida nele é nula. No momento que S_a é ligada, sob condição de ZCS, ocorre uma ressonância entre o capacitor C_r e o enrolamento primário do indutor acoplado L_a , descarregando toda a energia armazenada em C_r e sendo fornecida ao indutor acoplado. A Figura 42 mostra o circuito ressonante que surge após o fechamento da chave auxiliar S_a . Ao final da etapa, a tensão sobre C_r atinge seu nível mínimo, $V_{C_r, min}$, ao passo que o valor da corrente através de L_a é máximo, $I_{L_a, max}$. As formas de onda da tensão sobre C_r e da corrente que circula por L_a são observadas na Figura 43.

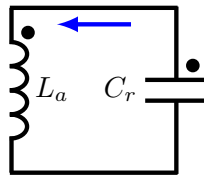


Figura 42 – Circuito equivalente para ressonância entre C_r e L_a na quinta etapa.

Portanto, a partir do circuito ressonante dessa etapa surge o sistema de equações abaixo.

$$\begin{cases} v_{C_r} = v_{L_a} \\ i_{C_r} = i_{L_a} \end{cases}$$

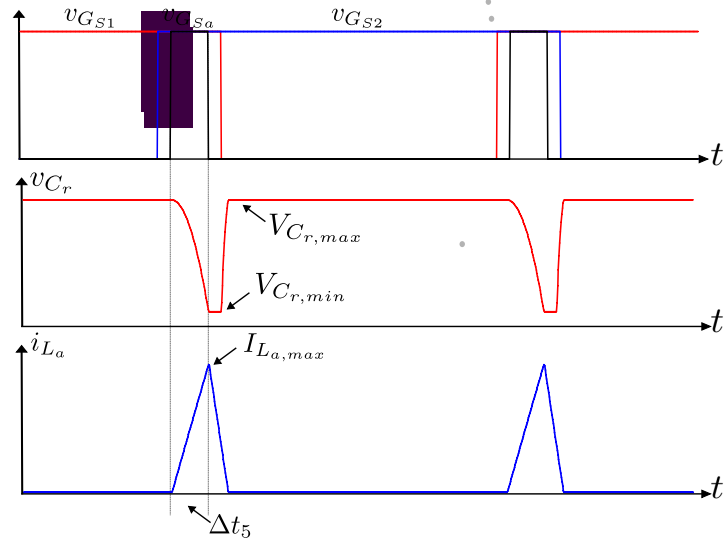


Figura 43 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, da tensão sobre C_r e da corrente em L_a na quinta etapa.

Como já mencionado, a equação da corrente no capacitor grampeador é calculada através de (8), e a tensão no enrolamento primário do indutor acoplado L_a é definida como (24).

$$v_{L_a}(t) = L_a \frac{di_{L_a}(t)}{dt} \quad (24)$$

Inserindo as equações (8) e (24) nas equações do circuito ressonante, e realizando algumas manipulações algébricas, é possível encontrar o sistema de equações diferenciais da primeira etapa, definidas através de (25) e (26).

$$\frac{d^2 v_{C_r}(t)}{dt^2} + \left(\frac{1}{L_a C_r} \right) v_{C_r}(t) = 0 \quad (25)$$

$$\frac{d^2 i_{L_a}(t)}{dt^2} + \left(\frac{1}{L_a C_r} \right) i_{L_a}(t) = 0 \quad (26)$$

Para obter as soluções das equações diferenciais é necessário definir as condições iniciais, as quais são observadas abaixo.

$$\begin{cases} v_{C_r}(t_4) = V_{C_r,max} \\ v'_{C_r}(t_4) = 0 \\ i_{L_a}(t_4) = 0 \\ i'_{L_a}(t_4) = \frac{V_{C_r,max}}{L_a} \end{cases}$$

De posse das equações diferenciais e das condições iniciais, encontram-se em (27) e (28) as equações para a tensão instantânea no capacitor grameador C_r e a corrente instantânea no enrolamento primário do indutor acoplado L_a para a quinta etapa, respectivamente.

$$v_{C_r}(t) = V_{C_r,max} \cos(\omega_5 t) \quad (27)$$

$$i_{L_a}(t) = \frac{V_{C_r,max}}{Z_5} \sen(\omega_5 t) \quad (28)$$

Nas equações acima, ω_5 é a frequência de ressonância entre L_a e C_r , definida em (29), e Z_5 é a impedância ressonante, definida pela equação (30).

$$\omega_5 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_r}} \quad (29)$$

$$Z_5 = \sqrt{\frac{L_a}{C_r}} \quad (30)$$

Para calcular Δt_5 , utiliza-se a expressão encontrada na equação (31), sendo D_a a razão cíclica da chave auxiliar, e f_{sa} a frequência de chaveamento da chave auxiliar.

$$\Delta t_5 = \frac{D_a}{f_{sa}} \quad (31)$$

Etapa 6 (t_5, t_5): Esta etapa se refere ao processo de descarregamento total da energia armazenada no indutor acoplado do circuito auxiliar. O circuito completo é observado na Figura 44.

A sexta e última etapa inicia no momento que a chave auxiliar S_a é desligada. Nesse instante, o valor da corrente que flui pelo enrolamento primário L_a é $I_{L_a,max}$, e devido à relação

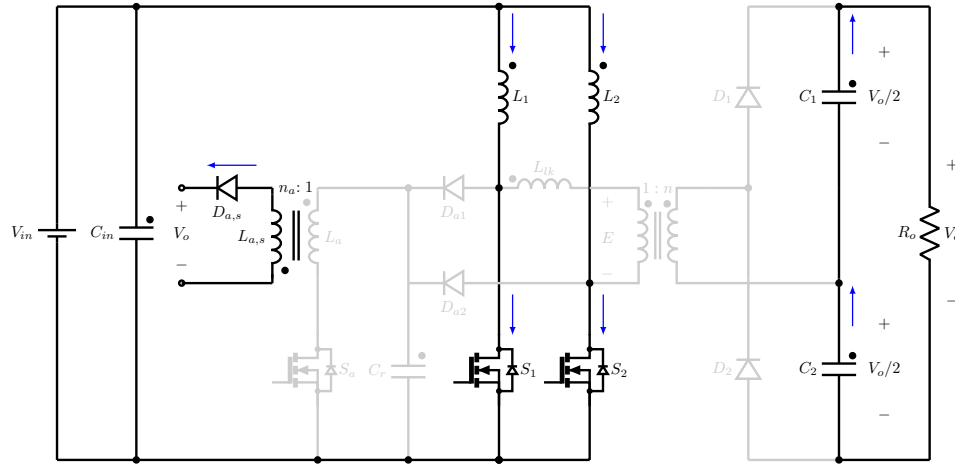


Figura 44 – Circuito equivalente da etapa 6 para o conversor proposto.

de transformação do indutor acoplado, n_a , esse valor referido ao secundário é igual a $I_{L_{a,s,max}} = I_{L_{a,max}}/n_a$. Por meio do diodo auxiliar $D_{a,s}$ essa energia é descarregada para a carga, e ao alcançar o valor nulo de corrente em L_a , esse diodo é bloqueado. O circuito que representa o processo de descarregamento de $L_{a,s}$ para a carga é observado na Figura 45, ao passo que a forma de onda da corrente fluindo de $L_{a,s}$ para a carga é observada na Figura 46.

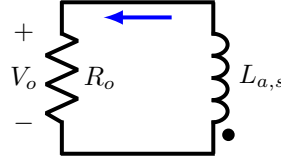


Figura 45 – Circuito equivalente de descarregamento da energia armazenada do indutor acoplado.

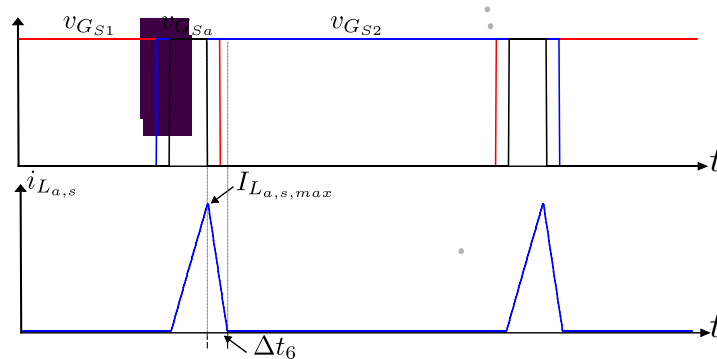


Figura 46 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar, e da corrente no enrolamento $L_{a,s}$ na sexta etapa.

A tensão no enrolamento secundário $L_{a,s}$ é definida na equação (32).

$$v_{L_{a,s}}(t) = L_{a,s} \frac{di_{L_{a,s}}(t)}{dt} \quad (32)$$

Para resolver essa equação diferencial, a condição inicial é observada abaixo.

$$\left\{ i_{L_{a,s}}(t_1) = I_{L_{a,s,max}} = \frac{I_{L_{a,max}}}{n_a} \right.$$

Portanto, a corrente instantânea em $L_{a,s}$ é encontrada na equação (33).

$$i_{L_{a,s}}(t) = I_{L_{a,s,max}} - \frac{V_o t}{L_{a,s}} \quad (33)$$

Para calcular Δt_6 , utiliza-se a equação (34), onde iguala-se a equação (33) a 0, e isola-o.

$$\Delta t_6 = \frac{I_{L_{a,s,max}} L_{a,s}}{V_o} \quad (34)$$

3.1.1 Ganho Estático

O ganho estático M do conversor expressa a relação entre a tensão de saída com a tensão de entrada em termos da razão cíclica e de certos parâmetros do conversor para a operação em regime permanente, onde isso depende da topologia e do modo de operação do conversor. Para calcular esse ganho, é utilizado o princípio do balanço tensão-segundo em um dos indutores *boost*, presumindo que a média da tensão nesses indutores ao longo de um ciclo de comutação seja nula. Portanto, ao aplicar essa operação em L_1 , obtém-se a equação (35).

$$\langle v_{L_1} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{L_1}^2 dt \quad (35)$$

Levando em consideração as 12 etapas de operação existentes com a inclusão do circuito auxiliar para período de chaveamento das duas chaves principais, obtém-se a equação (36).

$$0 = \frac{1}{T_s} \left(V_{in} T_s - \int_{t_0}^{t_1} v_{C_r}(t) dt - \int_{t_1}^{t_2} v_{C_r}(t) dt \right) \quad (36)$$

Resolvendo a integral do balanço tensão-segundo para Δt_1 , resulta em (37).

$$\int_{t_0}^{t_1} v_{C_r}(t) dt = E\Delta t_1 + \frac{I_{L1,max} Z_1 [1 - \cos(\omega_1 \Delta t_1)]}{\omega_1} + \frac{V_{C_r,min} \text{sen}(\omega_1 \Delta t_1)}{\omega_1} \quad (37)$$

Resolvendo a integral do balanço tensão-segundo para Δt_2 , obtém-se a equação (38).

$$\int_{t_1}^{t_2} v_{C_r}(t) dt = E\Delta t_2 \quad (38)$$

Portanto, inserindo as equações (16), de Δt_1 , e (19), Δt_2 , nas equações (37) e (38), respectivamente, obtém-se para o ganho estático uma equação de segunda ordem, observada em (39), onde os coeficientes são determinados nas equações (40), (41) e (42).

$$0 = V_o^2 + V_o b + c \quad (39)$$

$$a = 1 \quad (40)$$

$$b = -4n^2 \frac{V_{in} T + L_{lk} [C_r (V_{C_r,max} - V_{C_r,min}) - I_{L1,max}]}{(1 - D)T} \quad (41)$$

$$c = 4n^2 \left\{ \frac{V_{in}^2}{(1 - D)^2} - \frac{2I_{L1,max} L_{lk} V_{in}}{(1 - D)^2 T} + \frac{C_r L_{lk} (V_{C_r,max}^2 - V_{C_r,min}^2)}{[(1 - D)T]^2} \right\} \quad (42)$$

Por fim, fazendo uso da Equação de Segundo Grau, o ganho estático para o conversor proposto encontra-se utilizando a equação (43).

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{V_{in}} \left(\frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \right) \quad (43)$$

Como se pode observar na Figura 47, a influência do circuito auxiliar no ganho estático é muito pequena, ou seja, esse circuito opera apenas como circuito grampeador e realocador da energia do capacitor grampeador para a carga.

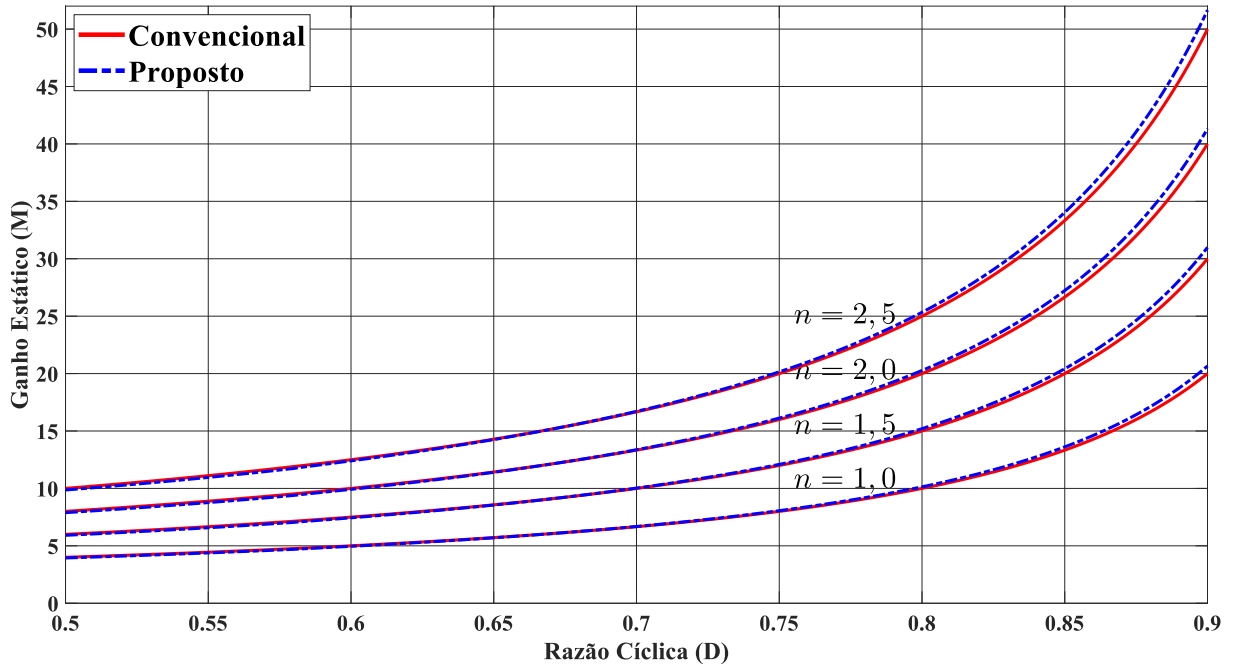


Figura 47 – Variação do ganho estático (M) em relação à variação da razão cíclica (D) das chaves principais para alguns valores de n .

3.2 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO

Nessa seção são apresentadas as metodologias dos projetos dos circuitos principal e auxiliar, além de serem definidos os parâmetros utilizados para as simulações e a implementação do protótipo.

3.2.1 Projeto do Circuito Principal

O objetivo do circuito principal é entregar potência extraída da fonte de entrada para a carga, com elevado ganho de tensão e mantendo a isolamento galvânica. Portanto, como se observa na equação (44), a razão cíclica das chaves principais, D , depende da tensão de entrada, V_{in} , tensão de saída, V_o , e da relação de transformação do transformador de alta frequência, n , onde no apêndice C se encontra o projeto de implementação desse transformador.

$$D = 1 - 2n \frac{V_{in}}{V_o} \quad (44)$$

Uma vez que esse conversor é alimentado em corrente, há dois indutores *boost* dividindo a corrente de entrada, L_1 e L_2 . Para dimensioná-los, devem ser levadas em consideração a tensão

de entrada, V_{in} , a razão cíclica das chaves principais, D , a variação de corrente nos indutores *boost*, ΔI_L , e a frequência de operação desses elementos, f_s , a mesma das chaves principais. A equação (45) determina o cálculo das indutâncias *boost* e no apêndice C se observa o seu projeto.

$$L = \frac{V_{in} D}{\Delta I_L f_s} \quad (45)$$

De maneira que se possa diminuir n para um determinado ganho de tensão, diminuindo assim as perdas no transformador de alta frequência, o circuito retificador convencional, composto por quatro diodos, é substituído por um circuito retificador dobrador de tensão, composto por dois diodos e dois capacitores. O dimensionamento de tais capacitores necessita do valor da potência que o conversor deve entregar para a carga, P_o , razão cíclica das chaves principais, D , tensão de saída, V_o , variação da tensão desejada para a carga, ΔV_o , e a frequência de operação desses elementos, f_s . A equação (46) determina o cálculo das capacitâncias individualmente.

$$C = \frac{P_o D}{2V_o \Delta V_o f_s} \quad (46)$$

3.2.2 Projeto do Circuito Auxiliar

O objetivo do circuito auxiliar proposto é grampear a tensão nas chaves principais S_1 e S_2 , evitando que sobretensões ocorram logo após a abertura das mesmas, e recuperar a energia presente no capacitor grampeador, C_r , entregando-a para a carga, fazendo com que o rendimento do conversor proposto se mantenha elevado. Os enrolamentos primário e secundário do indutor acoplado, L_a e $L_{a,s}$, respectivamente, e o capacitor de grampeamento, C_r , devem ser projetados apropriadamente para garantir que a tensão máxima sobre as chaves atinja um valor seguro, não degradando esses semicondutores.

Uma característica do circuito auxiliar é que a chave auxiliar S_a liga e desliga enquanto as chaves principais S_1 e S_2 permanecem ligadas, como se observa na Figura 48, implicando em baixos valores de potência processada por esse circuito e equacionamento matemático relativamente simples, tendo sua corrente proporcional ao período em que a chave auxiliar permanece ligada. Dito isso, a razão cíclica da chave auxiliar, D_a , deve ser determinada em função do valor de D , respeitando a inequação presente em (47).

$$D_a \leq 2(D - 0,5) \quad (47)$$

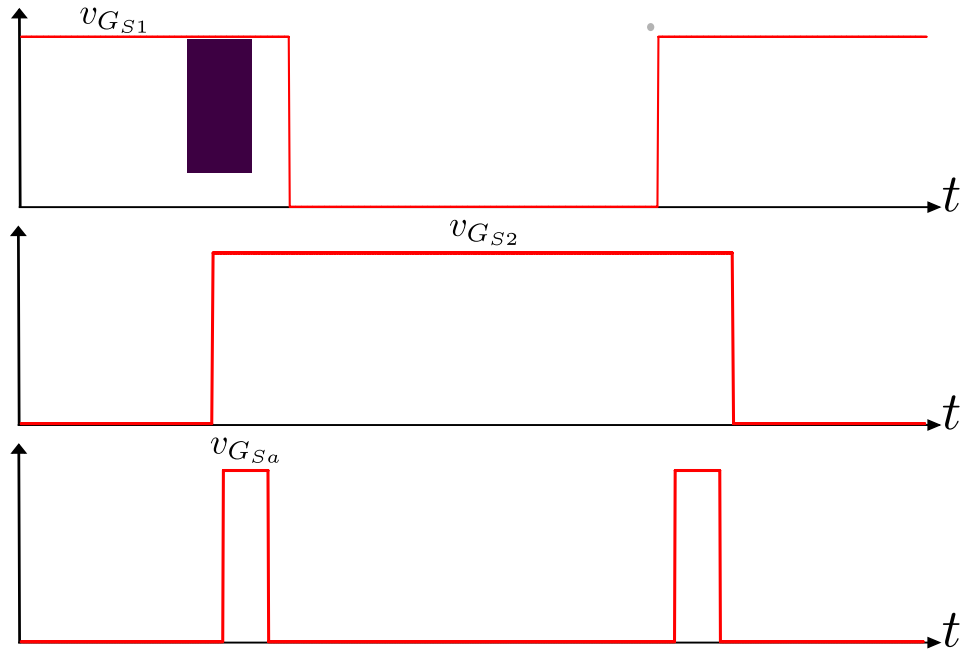


Figura 48 – Formas de onda dos acionamentos das chaves principais e auxiliar.

Para se obter o acionamento da chave auxiliar centralizado em relação ao acionamento das chaves principais, utiliza-se a equação (48), sendo $T_{a,shift}$ o momento em que a chave auxiliar é ligada em relação ao período de chaveamento de S_a .

$$T_{a,shift} = \frac{1 - D_a}{2} T_{sa} \quad (48)$$

O projeto dos elementos do circuito auxiliar inicia com a definição da tensão máxima sobre o capacitor grampeador, $V_{Cr,max}$, a qual não deve ser muito maior que a tensão nos enrolamentos do primário do transformador de alta frequência, de maneira que a tensão sobre as chaves principais possa ter um baixo valor de tensão de ruptura. A tensão mínima que o capacitor grampeador terá ao final do período de descarregamento de energia, $V_{Cr,min}$, deve ser projetada como uma porcentagem de $V_{Cr,max}$, onde esse valor também deve ser maior que a tensão nos enrolamentos do primário do transformador de alta frequência. A equação (49) expressa a relação entre $V_{Cr,max}$ e $V_{Cr,min}$ através do coeficiente k_1 , onde esse parâmetro deve ser menor que 1.

$$V_{C_r,min} = k_1 V_{C_r,max} \quad (49)$$

Manipulando as equações (13) (27) e (28), é encontrada a equação (50), a qual é utilizada para dimensionar o capacitor C_r . Ao observá-la, pode-se notar que a capacitância de grampeamento é proporcional ao valor da indutância de dispersão do transformador de alta frequência L_{lk} , ou seja, quanto maior a energia dispersa no transformador de alta frequência, maior deve ser a capacitância para suportar as sobretensões. Soma-se o fato que a capacitância de C_r é proporcional ao quadrado da corrente máxima do indutor *boost* L_1 , isso porque quando esse capacitor inicia seu processo de carregamento na etapa 1, devido ao fato que L_{lk} não absorve corrente instantaneamente, o capacitor recebe toda a corrente proveniente de L_1 que está em seu valor de pico nesse momento.

$$C_r = \frac{L_{lk} I_{L_1,max}^2}{V_{C_r,max} (1 - k_1) [V_{C_r,max} (1 + k_1) - 2E]} \quad (50)$$

Outro parâmetro a ser definido é a quantidade de potência que o circuito auxiliar irá recuperar do capacitor grampeador C_r e entregar para a carga, $P_{a,med}$. Esse valor deve ser dimensionado de acordo com a quantidade de energia dissipada nas comutações nas chaves principais, sendo essa energia recuperada pelo circuito auxiliar e entregue à carga, mantendo o rendimento do conversor elevado. Portanto, $P_{a,med}$ é definida como a potência média do circuito auxiliar que flui do capacitor grampeador C_r ao indutor acoplado L_a durante a ressonância ocorrida na etapa 5, onde, idealmente, toda essa potência é entregue à carga na etapa 6 através do diodo auxiliar $D_{a,s}$. Portanto, a equação de $P_{a,med}$ é definida em (51), sendo T_{sa} o período de chaveamento da chave auxiliar S_a .

$$P_{a,med} = \frac{1}{T_{sa}} \int_{t_5}^{t_6} v_{C_r} i_{C_r} dt = \frac{C_r V_{C_r,max}^2 \sin^2(\omega_5 \Delta t_5)}{2T_{sa}} \quad (51)$$

Uma vez que o valor definido para o rendimento do circuito principal é η , define-se para $P_{a,med}$ um valor menor que $(1 - \eta)P_{in}$, de modo que a soma entre as potência de saída do circuito principal e a potência de saída do circuito auxiliar seja menor que 100% de P_{in} .

Desta forma, para calcular o valor de L_a , deve-se rearranjar os termos da equação (51), onde resulta em (52).

$$L_a = \frac{\Delta t_5^2}{C_r \left\{ \operatorname{sen}^{-1} \left[\sqrt{\frac{2P_{a,med}T_{sa}}{C_r V_{C_r,max}^2}} \right] \right\}^2} \quad (52)$$

Como se percebe ao observar na equação (52), o projeto da indutância primária é influenciada pela capacitância do C_r , além de sofrer forte influência do valor definido para a tensão máxima sobre o capacitor grameador, isso porque durante o processo de descarregamento de energia de C_r , é L_a que recebe essa energia. Por fim, também pode-se notar que para o projeto dessa indutância, quanto maior o valor de Δt_5 , ou seja, maior o tempo em que a chave auxiliar S_a permanece ligada, maior a potência recuperada pelo circuito auxiliar. Porém, quanto maior essa potência, maior a tendência das perdas por condução na chave auxiliar e no núcleo magnético do indutor acoplado elevarem.

Por fim, a indutância secundária do indutor acoplado é determinada conforme a equação (53), onde n_a é a relação de transformação do indutor acoplado definida pelo projetista. Vale ressaltar que n_a não deve ser um valor grande, muito acima de 1, uma vez que, quanto maior esse parâmetro, maior a tensão sobre o diodo auxiliar $D_{a,s}$. Entretanto, quanto menor for esse valor, maior a corrente no secundário, elevando o valor das perdas no secundário do circuito auxiliar.

$$L_{a,s} = n_a^2 L_a \quad (53)$$

3.3 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO

3.3.1 Dimensionamento do Circuito Principal

A partir da metodologia do projeto do circuito principal apresentada na seção 3.2.1, observa-se que todos os parâmetros do conversor de potência a serem projetados dependem, direta ou indiretamente, da razão cíclica das chaves principais, D . Entretanto, uma vez que esse conversor opera em malha aberta, a razão cíclica das chaves principais é fixa e, como observado na equação (44), esse parâmetro é definido de acordo com as tensões de entrada e saída, e a relação de transformação do transformador de alta frequência n .

Como já mencionado ao longo desse texto, os módulos fotovoltaicos, geralmente, operam fornecendo tensões entre 22 V e 40 V. Além disso, também já foi mencionado que as chaves principais devem ser acionadas com razão cíclica maior que 0,5 e menor que 1. Por

fim, sendo um conversor elevador de tensão, a relação de transformação deve ser maior que 1. Portanto, esses são os critérios para dimensionar n , e, em seguida, calcular D .

Com o objetivo de atender a todos os critérios estabelecidos, deve-se dimensionar a relação de transformação para a tensão de entrada máxima, $V_{in,max}$, rearranjando os termos da equação (44), de modo tal que com n resultante seja possível acionar as chaves principais com razão cíclica maior que 0,5 para toda a faixa de tensão fornecida pelo módulo fotovoltaico, como se observa em (54).

$$n_{max} < \frac{V_o}{4V_{in,max}} = \frac{400}{4 \times 40} = 2,5 \quad (54)$$

Na Figura 49 é possível observar algumas curvas da razão cíclica em função das tensões de entrada no conversor proposto, onde se nota que somente valores dentro da faixa de $2,5 > n > 1,0$ podem ser escolhidos, de maneira que todos os valores de tensão que o módulo fotovoltaico pode fornecer sejam entregues ao conversor. Quanto maior o valor definido para n , menor a faixa de tensão de entrada possível a ser utilizada de maneira que a razão cíclica das chaves principais seja maior que 0,5.

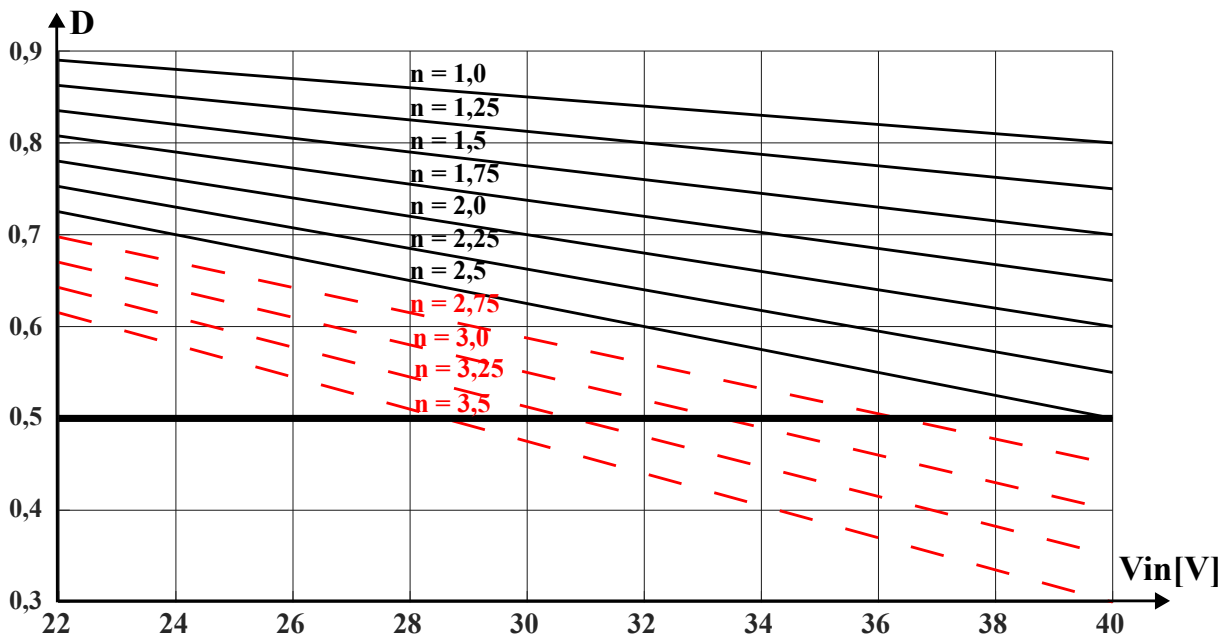


Figura 49 – Gráfico da razão cíclica das chaves principais D em função da tensão de entrada V_{in} no conversor proposto para diversos valores de relação de transformação do transformador de alta frequência n .

Deve-se utilizar n o mais próximo possível de seu limite, 2,5, tanto quanto for possível, uma vez que, como se nota ao observar a Figura 49, a razão cíclica das chaves principais

diminui tanto quanto se aumenta n , reduzindo as perdas por condução nas chaves principais. Entretanto, quanto maior n maior a indutância de dispersão no transformador de alta frequência e as perdas em seus enrolamentos. Vale ressaltar que D também deve ser grande o suficiente para garantir que a chave auxiliar seja ligada e desligada enquanto as chaves principais permanecem ligadas, considerando também os *delays* dos *gate drivers*, uma vez que, como já mencionado, o valor de D_a depende do valor de D . Portanto, para esse trabalho foi definido uma relação de transformação para o transformador de alta frequência de $n = 2,25$.

A Tabela 2 apresenta os principais parâmetros de projeto do circuito principal.

Tabela 2 – Critérios de Projeto do Circuito Principal.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	V_{in}	37,8 V
Tensão de saída	V_o	400 V
Relação de transformação do transformador de alta frequência	n	2,25
Potência de entrada	P_{in}	350 W
Rendimento do circuito principal	η	95 %

Portanto, o conversor proposto será dimensionado para uma potência de entrada de 350 W, uma tensão fixa de entrada de 37,8 V, onde essa tensão é considerada como sendo um tensão típica de um MPP de módulos fotovoltaicos padrões para essa faixa de potência, 400 V de tensão de saída, uma relação de transformação $n = 2,25$, como já mencionado anteriormente, e cujos projetos dos elementos magnéticos são todos encontrados no apêndice C, e um rendimento para o circuito principal de 95 %, valor esse considerado alto de acordo a literatura consultada (TORRES, 2012; TESTON, 2016; MORAES, 2020). Portanto, de acordo com os dados da Tabela 2, o valor para a razão cíclica das chaves principais se encontra em (55).

$$D = 1 - 2 \times 2,25 \times \frac{37,8}{400} = 0,575 \quad (55)$$

De posse do valor de D , o valor das indutâncias *boost* é determinado através da equação (45), e o valor é calculado em (56). Seu valor depende da frequência de chaveamento das chaves principais, definida como sendo $f_s = 100$ kHz, e do *ripple* dos indutores *boost* como sendo $\Delta I_L = 20\%$ da corrente de entrada I_{in} , além da tensão de entrada e razão cíclica das chaves principais já definidas anteriormente.

$$L = \frac{37,8 \times 0,575}{(0,2 \times 8,796) \times (100 \times 10^3)} = 123,50 \mu\text{H} \quad (56)$$

A capacitância dos capacitores do retificador dobrador de tensão é definida de acordo com a equação (57), onde a variação da tensão de saída desejada para esse conversor é $\Delta V_o = 5$ V.

$$C = \frac{(0,95 \times 350) \times 0,575}{2 \times 400 \times 5 \times (100 \times 10^3)} = 477,97 \text{ nF} \quad (57)$$

Deseja-se utilizar o valor comercial mais próximo disponível no laboratório, que é 680 nF. Portanto, a variação da tensão de saída é recalculada segundo a equação (58).

$$\Delta V_o = \frac{(0,95 \times 350) \times 0,575}{2 \times 400 \times (680 \times 10^{-9}) \times (100 \times 10^3)} = 3,52 \text{ V} \quad (58)$$

3.3.2 Dimensionamento do Circuito Auxiliar

A escolha do valor para a razão cíclica da chave auxiliar, D_a , depende do valor da razão cíclica das chaves principais, D , uma vez que a chave auxiliar deve ligar e desligar enquanto as chaves principais estão ligadas, de maneira que, quando S_1 ou S_2 desligar a tensão sobre o capacitor grampeador C_r esteja no nível mínimo $V_{C_r, \min}$, e, portanto o diodo auxiliar D_{a1} ou D_{a2} possa conduzir corrente para o circuito auxiliar, recarregando C_r até que esse atinja novamente o nível máximo de tensão, $V_{C_r, \max}$. Como demonstrado em (59), com os parâmetros definidos para o conversor proposto, D_a deve ser menor que 0,15.

$$D_a \leq 2 \times (0,575 - 0,5) = 0,15 \quad (59)$$

Portanto, foi definido $D_a = 0,1$, de maneira a garantir que a chave auxiliar ligue e desligue corretamente, além de considerar os *delays* do circuito de acionamento dessa chave.

A tensão de saída no primário do transformador de alta frequência, $E = V_o/(2n)$, é 88,89 V. Portanto, foi definido que $V_{C_r, \max} = 120$ V, e que $V_{C_r, \min}$ deveria ser igual a 95 % do valor de $V_{C_r, \max}$, sendo ambas as tensões maiores que E . Logo, em (60) se encontra o valor de $V_{C_r, \min}$.

$$V_{C_r, \min} = 0,95 \times 120 = 114 \text{ V} \quad (60)$$

Ao iniciar a etapa 1 do circuito auxiliar, devido ao fato que a indutância de dispersão do transformador de alta frequência não poder absorver instantaneamente a corrente que estava fluindo do indutor *boost* para a chave principal, inicialmente quem assume essa corrente é o capacitor grampeador C_r , onde seu valor é $I_{L_{1,max}}$. Portanto, esse parâmetro influencia diretamente no projeto da capacitância de grampeamento. Uma vez que os indutores L_1 e L_2 dividem a corrente de entrada, tem-se que $I_{L_{1,max}}$ é metade da corrente de entrada mais o *ripple* de corrente nesses indutores. Após a implementação transformador de alta frequência, utilizando o instrumento de medição *RLC meter* 4263, verificou-se que a indutância de dispersão ficou igual a $L_{lk} = 1000$ nH. Portanto, o valor da capacitância de C_r é encontrado em (61).

$$C_r = \frac{(1000 \times 10^{-9}) \times 5,278^2}{120 \times (1 - 0,95) \times [120 \times (1 + 0,95) - 2 \times 88,89]} = 82,57 \text{ nF} \quad (61)$$

Devido a indisponibilidade de um valor próximo a esse no laboratório, uma composição de três capacitores em paralelo foi feita, obtendo uma capacitância de $C_r = 88,31$ nF. Com isso, os valores recalculados para as tensões máxima e mínima sobre o capacitor grampeador são, respectivamente, $V_{C_r,max} = 118,474$ V, e $V_{C_r,min} = 112,551$ V.

O projeto do indutor acoplado depende da quantidade de potência que será recuperada pelo circuito auxiliar, sendo essa definida anteriormente como $P_{a,med}$. Através de simulações realizadas no software Ltspice, foi estimado que sem o circuito auxiliar cerca de metade das perdas ocorrem nas comutações nas chaves auxiliares. Uma vez que o rendimento projetado para o circuito principal é 95% da potência de entrada do conversor, tal valor de perdas corresponde à 2,5% da potência de entrada. Com isso, foi definido que a potência recuperada pelo circuito auxiliar deve ser de 3%, para também compensar as perdas ocorridas na chave auxiliar que será inserida. Dessa forma, a indutância do enrolamento primário do indutor acoplado, L_a , é calculada conforme a equação (62).

$$L_a = \frac{(1000 \times 10^{-9})^2}{(88,31 \times 10^{-9}) \times \left\{ \sin^{-1} \left[\sqrt{\frac{2 \times 0,03 \times 350 \times (5 \times 10^{-6})}{(88,31 \times 10^{-9}) \times 118,474^2}} \right] \right\}^2} = 32,459 \text{ } \mu\text{H} \quad (62)$$

A relação de transformação do indutor acoplado foi definida como $n_a = 1,0$ de modo que houvesse um bom equilíbrio entre os valores de tensão sobre o diodo auxiliar $D_{a,s}$ e a chave

auxiliar. Portanto, a indutância no enrolamento secundário do indutor acoplado, $L_{a,s}$, é calculada em (63).

$$L_{a,s} = 1,0^2 \times 32,459 \times 10^{-6} = 32,459 \mu\text{H} \quad (63)$$

3.4 ESFORÇOS NOS COMPONENTES SEMICONDUTORES

Para a escolha componentes a se utilizar, deve-se ter conhecimento da ordem de grandeza das correntes e tensões que tais dispositivos são capazes de suportar. Portanto, são calculadas as correntes média, eficaz e máxima, além da tensão máxima dos componentes utilizados no projeto para cada uma das etapas de operação em um período de chaveamento de uma chave principal.

3.4.1 Cálculo dos Tempos das Etapas de Operação do Conversor Proposto

Para determinar os esforços que os componentes semicondutores realizam, se faz necessário calcular os tempos referente às etapas de operação do conversor proposto, os quais são vistos a seguir.

$$\Delta t_1 = \frac{1}{3,365 \times 10^6} \left[\text{sen}^{-1} \left(\frac{118,474 - 88,89}{29,586} \right) - \text{sen}^{-1} \left(\frac{112,551 - 88,89}{29,586} \right) \right] = 189,36 \text{ ns} \quad (64)$$

$$\Delta t_2 = (1 - 0,575) \times (10 \times 10^{-6}) - 189,36 \times 10^{-9} = 4,06 \mu\text{s} \quad (65)$$

$$\Delta t_3 = \frac{3,519 \times (1.000 \times 10^{-9})}{88,89} = 39,58 \text{ ns} \quad (66)$$

$$\Delta t_4 = \frac{10 \times 10^{-6}}{2} - (189,36 \times 10^{-9}) - (4,08 \times 10^{-6}) - (39,58 \times 10^{-9}) - (500 \times 10^{-9}) = 253,82 \text{ ns} \quad (67)$$

$$\Delta t_5 = \frac{0,1}{200 \times 10^3} = 500 \text{ ns} \quad (68)$$

$$\Delta t_6 = \frac{1,799 \times (32,459 \times 10^{-6})}{400} = 145,95 \text{ ns} \quad (69)$$

3.4.2 Esforços nas Chaves Principais S_1 e S_2

As correntes que fluem pelas chaves principais S_1 e S_2 são subdivididas entre todas as etapas mencionadas na seção 3.1, onde, com exceção da quarta etapa, todas as outras ocorrem duas vezes durante um período de acionamento de uma chave principal, como se observa na Figura 50. Ou seja, das correntes do conversor proposto, I_{S_1} e I_{S_2} possuem a modelagem matemática mais complexa.

Dessa forma, uma vez que a parte da corrente referente a terceira etapa é a corrente na indutância de dispersão do transformador de alta frequência, definida pela equação (13) somada a $I_{L_{med}}$, e com o objetivo de tornar a expressão matemática que define tais equações menos complexas, lineariza-se essa equação, a qual é observada em (70).

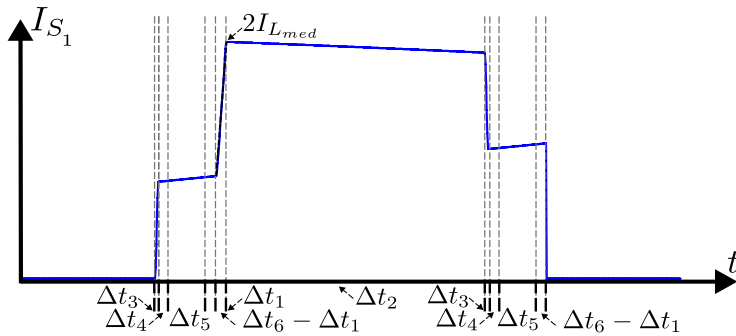


Figura 50 – Corrente na chave principal S_1 com equação linearizada na etapa 1.

$$I_{S_{1,ap,\Delta t_1}} = I_{S_{2,ap,\Delta t_1}} \approx \frac{I_{L_{med}} t}{\Delta t_1} + I_{L_{med}} \quad (70)$$

Portanto, as correntes média, eficaz e máxima nas chaves principais S_1 e S_2 são definidas através das equações (71), (72) e (73).

$$I_{S_{1,med}} = I_{S_{2,med}} \approx I_{L_{med}} \left(\frac{T_s - \Delta t_1}{T_s} \right) \quad (71)$$

$$I_{S_{1,efi}} = I_{S_{2,efi}} \approx I_{L_{med}} \sqrt{\frac{3(3 - 2D)T_s - 5\Delta t_1 - 6\Delta t_3}{3T_s}} \quad (72)$$

$$I_{S_{1,max}} = I_{S_{2,max}} = 2I_{L_{med}} \quad (73)$$

A tensão máxima que S_1 e S_2 devem suportar é a máxima tensão de grampeamento, conforme se observa em (74).

$$V_{S1,max} = V_{S2,max} = V_{Cr,max} \quad (74)$$

Logo, quanto menor a tensão máxima de grampeamento, menor é a tensão de ruptura que as chaves principais precisam suportar, obtendo-se assim menores perdas por condução nesses componentes.

Os valores numéricos para as correntes média, eficaz e máxima, além da tensão máxima para as chaves principais S_1 e S_2 são encontrados nas equações (75), (76), (78), e (79), onde $A_{I_{S_{efi}}}$ é uma variável auxiliar calculada através de (77).

$$I_{S1,med} = I_{S2,med} \approx 4,398 \times \left[\frac{(10 \times 10^{-6}) - (189,36 \times 10^{-9})}{(10 \times 10^{-6})} \right] = 4,315 \text{ A} \quad (75)$$

$$I_{S1,efi} \approx 4,398 \times \sqrt{\frac{3 \times (3 - 2 \times 0,575) \times (10 \times 10^{-6}) - A_{I_{S_{efi}}}}{3 \times (10 \times 10^{-6})}} = 5,949 \text{ A} \quad (76)$$

$$A_{I_{S_{efi}}} = 5 \times (189,36 \times 10^{-9}) + 6 \times (39,58 \times 10^{-9}) = 1,184 \mu s \quad (77)$$

$$I_{S1,max} = 2 \times 4,364 = 8,728 \text{ A} \quad (78)$$

$$V_{S1,max} = 118,474 \text{ V} \quad (79)$$

3.4.3 Esforços nos Diodos Retificadores D_1 e D_2

Os diodos retificadores possuem a função de entregar a corrente proveniente do transformador de alta frequência para a carga, fazendo com que essa circule somente em um único

sentido. A corrente nos diodos D_1 e D_2 são divididas em apenas 3 etapas, como se nota observando a Figura 51. Assim como para as chaves principais, a parte da corrente referente a primeira etapa é a corrente na indutância de dispersão do transformador de alta frequência, definida pela equação (13), referenciada ao secundário, e como Δt_1 é um período de tempo relativamente pequeno, tal curva é aproximada por uma equação linear, onde esta é definida através da equação (80).

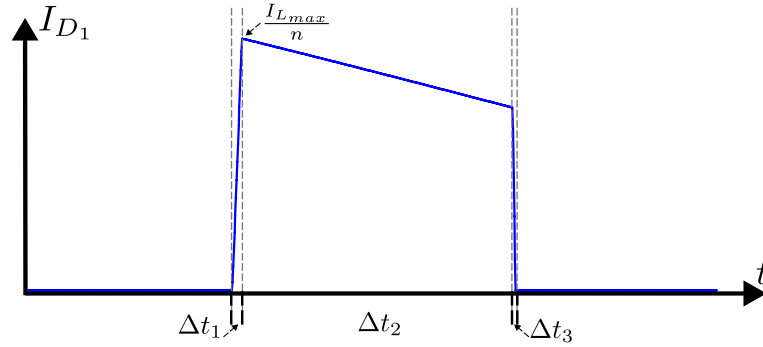


Figura 51 – Corrente no diodo retificador D_1 com equação linearizada na etapa 1.

$$I_{D1,ap,\Delta t_1} = I_{D2,ap,\Delta t_1} \approx \frac{I_{Lmax} t}{n \Delta t_1} \quad (80)$$

Logo, as correntes média, eficaz e máxima nos diodos D_1 e D_2 são observadas nas equações (81), (82) e (83).

$$I_{D1,med} = I_{D2,med} \approx \frac{2I_{Lmed}[2(1-D)T_s - \Delta t_1 + \Delta t_3] - \Delta I_L(\Delta t_3 - \Delta t_1)}{4nT_s} \quad (81)$$

$$I_{D1,efi} = I_{D2,efi} \approx \sqrt{\frac{I_{Lmax}^2(1-D)T_s + I_{Lmin}^2(\Delta t_2 + \Delta t_3) + I_{Lmax}I_{Lmin}\Delta t_2}{3n^2T_s}} \quad (82)$$

$$I_{D1,max} = I_{D2,max} = \frac{I_{Lmax}}{n} \quad (83)$$

A tensão máxima que os diodos retificadores D_1 e D_2 devem suportar é a tensão de saída, ou seja, $V_{D1,max} = V_{D2,max} = V_o$.

Os valores numéricos para as correntes média, eficaz e máxima, além da tensão máxima para os diodos retificadores D_1 e D_2 são encontrados nas equações (84), (86), (89), e (90), onde

$A_{I_{D_{efi}}}$ é uma variável auxiliar calculada através de (85), e $B_{I_{D_{efi}}}$ e $C_{I_{D_{efi}}}$ são variáveis auxiliares calculadas através de (87) e (88).

$$I_{D_{1,med}} \approx \frac{8,796 \times A_{I_{D_{efi}}} - 1,759 \times [(39,58 \times 10^{-9}) - (189,36 \times 10^{-9})]}{4 \times 2,25 \times (10 \times 10^{-6})} = 0,819 \text{ A} \quad (84)$$

$$A_{I_{D_{efi}}} = 2 \times (1 - 0,575) \times (10 \times 10^{-6}) - (189,36 \times 10^{-9}) + (39,58 \times 10^{-9}) = 8,350 \mu\text{s} \quad (85)$$

$$I_{D_{1,efi}} \approx \sqrt{\frac{B_{I_{D_{efi}}} + C_{I_{D_{efi}}} + 5,278 \times 3,518 \times (4,06 \times 10^{-6})}{3 \times 2,25^2 \times (10 \times 10^{-6})}} = 1,263 \text{ A} \quad (86)$$

$$B_{I_{D_{efi}}} = 5,278^2 \times (1 - 0,575) \times (10 \times 10^{-6}) = 118,383 \mu \frac{\text{A}^2}{\text{s}} \quad (87)$$

$$C_{I_{D_{efi}}} = 3,518^2 \times [(4,06 \times 10^{-6}) + (39,58 \times 10^{-9})] = 50,761 \mu \frac{\text{A}^2}{\text{s}} \quad (88)$$

$$I_{D_{1,max}} = I_{D_{a2,max}} = \frac{5,278}{2,25} = 2,346 \text{ A} \quad (89)$$

$$V_{D_{1,max}} = 400 \text{ V} \quad (90)$$

3.4.4 Esforços na Chave Auxiliar S_a

A corrente da chave auxiliar é a mesma corrente do primário do indutor acoplado durante a etapa 5. Dessa forma, utiliza-se a equação (28) para os cálculos referentes a esse componente. Portanto, as correntes média, eficaz e máxima são definidas, respectivamente, através das equações (91), (92) e (93).

$$I_{S_{a,med}} = \frac{V_{C_{r,max}}}{Z_5 \omega_5 T_a} \left[1 - \cos(\omega_5 \Delta t_5) \right] \quad (91)$$

$$I_{S_{a,efi}} = \frac{V_{C_{r,max}}}{2Z_5} \sqrt{\frac{2\omega_5 \Delta t_5 - \sin(2\omega_5 \Delta t_5)}{\omega_5 T_a}} \quad (92)$$

$$I_{S_{a,max}} = \frac{V_{C_{r,max}}}{Z_5} \text{sen}(\omega_5 \Delta t_5) \quad (93)$$

A tensão máxima que a chave auxiliar S_a deve suportar é a tensão de saída do conversor referenciada ao primário do indutor acoplado somada à máxima tensão sobre o capacitor grampeador C_r , como se observa em (94).

$$V_{S_{a,max}} = \frac{V_o}{n_a} + V_{C_{r,max}} \quad (94)$$

Portanto, quanto maior a relação de transformação entre primário e secundário no indutor acoplado do circuito auxiliar, n_a , menor é a tensão de ruptura que a chave auxiliar precisa suportar, obtendo-se assim menores perdas por condução nesse componente.

Os valores numéricos para as correntes média, eficaz e máxima, além da tensão máxima para a chave auxiliar S_a são encontradas nas equações (95), (96), (98), e (99), onde $A_{S_{A_{efi}}}$ é uma variável auxiliar calculada através de (97).

$$I_{S_{a,med}} = \frac{118,474 \times \{1 - \cos[(5,906 \times 10^5) \times (500 \times 10^{-9})]\}}{19,172 \times (5,906 \times 10^5) \times (5 \times 10^{-6})} = 0,091 \text{ A} \quad (95)$$

$$I_{S_{a,efi}} = \frac{118,474}{2 \times 19,172} \times \sqrt{\frac{2 \times (5,906 \times 10^5) \times (500 \times 10^{-9}) - A_{S_{A_{efi}}}}{(5,906 \times 10^5) \times (5 \times 10^{-6})}} = 0,330 \text{ A} \quad (96)$$

$$A_{S_{A_{efi}}} = \text{sen}[2 \times (5,906 \times 10^5) \times (500 \times 10^{-9})] = 0,557 \quad (97)$$

$$I_{S_{a,max}} = \frac{118,474}{19,172} \times \text{sen}[(5,906 \times 10^5) \times (500 \times 10^{-9})] = 1,799 \text{ A} \quad (98)$$

$$V_{S_{a,max}} = \frac{400}{1,0} + 118,474 = 518,474 \text{ V} \quad (99)$$

3.4.5 Esforços nos Diodos Auxiliares D_{a1} e D_{a2}

As correntes que fluem através dos diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} são as mesmas correntes que carregam o capacitor grameador C_r . Portanto, para calcular as corrente média e eficaz desses diodos, sendo a corrente no diodo D_{a1} igual a corrente do diodo D_{a2} , deve-se derivar em relação ao tempo a equação da tensão instantânea do capacitor para a primeira etapa, definida através da equação (12), e multiplicar por C_r .

Porém, tal operação resulta em uma equação relativamente grande e complexa. Dessa forma, como se observa na Figura 52, é possível linearizar o resultado de tal operação que define o valor das correntes nesses diodos, mantendo boa precisão com o valor real e linearizado, a qual é observada em (100).

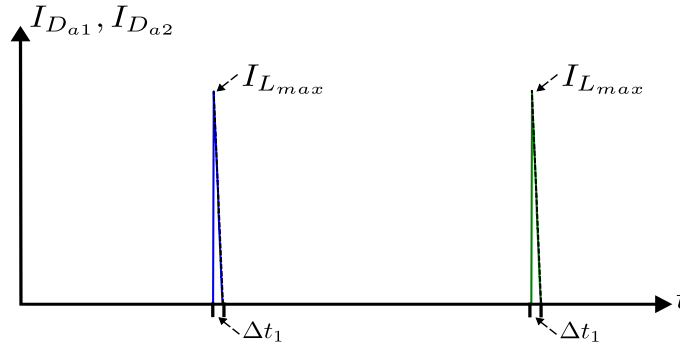


Figura 52 – Correntes nos diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} com equações linearizadas na etapa 1.

$$I_{D_{a1},ap} = I_{D_{a2},ap} = I_{L_{max}} - \frac{I_{L_{max}}t}{\Delta t_1} \quad (100)$$

Logo, ao integrar a equação presente em (100) as correntes média, eficaz e máxima nos diodos D_{a1} e D_{a2} são observadas nas equações (101), (102) e (103).

$$I_{D_{a1},med} = I_{D_{a2},med} \approx \frac{I_{L_{1,max}}\Delta t_1}{2T} \quad (101)$$

$$I_{D_{a1},efi} = I_{D_{a2},efi} \approx I_{L_{1,max}} \sqrt{\frac{\Delta t_1}{3T}} \quad (102)$$

$$I_{D_{a1,max}} = I_{D_{a2,max}} = I_{L_{1,max}} \quad (103)$$

A tensão máxima que os diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} devem suportar é a máxima tensão de grampeamento, ou seja, $V_{D_{a1},max} = V_{D_{a2},max} = V_{C_r,max}$.

Os valores numéricos para as correntes média, eficaz e máxima, além da tensão máxima para os diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} são encontradas nas equações (104), (105), (106), e (107).

$$I_{D_{a1},med} \approx \frac{5,278 \times (189,36 \times 10^{-9})}{2 \times (10 \times 10^{-6})} = 0,050 \text{ A} \quad (104)$$

$$I_{D_{a1},efi} \approx 5,278 \times \sqrt{\frac{(189,36 \times 10^{-9})}{3 \times (10 \times 10^{-6})}} = 0,419 \text{ A} \quad (105)$$

$$I_{D_{a1},max} = I_{D_{a2},max} = 5,278 \text{ A} \quad (106)$$

$$V_{D_{a1},max} = V_{D_{a2},max} = 118,474 \text{ V} \quad (107)$$

3.4.6 Esforços no Diodo Auxiliar $D_{a,s}$

A corrente que flui pelo diodo auxiliar $D_{a,s}$ é a corrente fornecida pelo indutor acoplado à carga durante a sexta etapa, definida pela equação (33). Portanto, as correntes média, eficaz e máxima são definidas, respectivamente, através das equações (108), (109) e (110).

$$I_{D_{a,s},med} = \frac{I_{L_{a,max}}^2 L_a}{2T_{sa} V_o} \quad (108)$$

$$I_{D_{a,s},efi} = \frac{V_o \Delta t_6}{n_a^2 L_a} \sqrt{\frac{\Delta t_6}{3T_{sa}}} \quad (109)$$

$$I_{D_{a,s},max} = \frac{I_{S_{a,max}}}{n_a} \quad (110)$$

A tensão máxima que o diodo auxiliar $D_{a,s}$ deve suportar é a tensão de saída somada a máxima tensão de grampeamento referenciada ao secundário, conforme é observada em (111).

$$V_{D_{a,s},max} = V_o + V_{C_r,max} n_a \quad (111)$$

Para o diodo auxiliar $D_{a,s}$, quanto maior a relação de transformação do indutor acoplado, n_a , maior a tensão reversa que deve ser suportada por esse componente. Logo, maiores as perdas por condução.

Os valores numéricos para as correntes média, eficaz e máxima, além da tensão máxima para o diodo auxiliar $D_{a,s}$ são encontradas nas equações (112), (113), (114), e (115).

$$I_{D_{a,s},med} = \frac{1,799^2 \times (32,459 \times 10^{-6})}{2 \times (5 \times 10^{-9}) \times 400} = 0,026 \text{ A} \quad (112)$$

$$I_{D_{a,s},efi} = \frac{400 \times (145,95 \times 10^{-6})}{1,0^2 \times (32,459 \times 10^{-6})} \times \sqrt{\frac{(145,95 \times 10^{-6})}{3(5 \times 10^{-6})}} = 0,178 \text{ A} \quad (113)$$

$$I_{D_{a,s},max} = \frac{1,799}{1,0} = 1,799 \text{ A} \quad (114)$$

$$V_{D_{a,s},max} = 400 + 118,474 \times 1,0 = 518,474 \text{ V} \quad (115)$$

3.5 CÁLCULO DAS PERDAS E DO RENDIMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO

3.5.1 Perdas no Circuito Principal

3.5.1.1 Perdas nos Indutores *Boost*

As perdas referentes aos indutores *boost* são compostas por duas parcelas, as que ocorrem nos enrolamentos e as que ocorrem no núcleo magnético.

A primeira parcela é definida através da equação (116), onde R_L é a resistência existente após o enrolamento no núcleo, e seu valor é multiplicado pelo quadrado do valor eficaz da corrente que flui nesse indutor, $I_{L_{efi}}$, onde, devido à característica simétrica dessa corrente, $I_{L_{efi}} \approx I_{L_{med}}$.

$$P_{cobre,L} = R_L I_{L_{efi}}^2 \quad (116)$$

Para determinar as perdas no núcleo deve-se calcular a variação da densidade do fluxo magnético, definida através da equação (117). Ao inserir esse valor na equação (118), encontra-se o valor referente às perdas no núcleo, sendo k_h o coeficiente de perdas por histerese, k_f o

coeficiente de perdas por correntes parasitas, e V_e o volume do núcleo magnético encontrado no *datasheet* fornecido pelo fabricante (BARBI, 2007).

$$\Delta B_L = B_{max} \frac{\Delta I_L}{I_{Lmax}} \quad (117)$$

$$P_{nuc,L} = \Delta B_L^{2,4} (k_h f_s + k_f f_s^2) V_e \quad (118)$$

Por fim, as perdas totais nos indutores *boost* são definidas através da equação (119).

$$P_{t,L} = P_{cobre,L} + P_{nuc,L} \quad (119)$$

Após a implementação dos indutores *boost*, utilizou-se o instrumento de medição *RLC meter* 4263 para mensurar as resistências, onde obteve-se aproximadamente $R_L = R_{L1} = R_{L2} = 185 \text{ m}\Omega$. Dessa forma, o valor para as perdas nos enrolamentos é observado em (120).

$$P_{cobre,L} = (185 \times 10^{-3}) \times 4,398^2 = 3,579 \text{ W} \quad (120)$$

Na sequência, utilizando a equação (121), calcula-se a variação da densidade de fluxo magnético, onde esse resultado é utilizado para se obter as perdas no núcleo, como observado em (122).

$$\Delta B_L = 0,3 \times \frac{1,759}{5,278} = 0,1 \text{ T} \quad (121)$$

$$P_{nuc,L} = 0,1^{2,4} \times [(4 \times 10^{-5}) \times (100 \times 10^3) + (4 \times 10^{-10}) \times (100 \times 10^3)^2] \times 8,174 = 0,130 \text{ W} \quad (122)$$

Por fim, o valor total para as perdas nos indutores *boost* é calculado através de (123).

$$P_{t,L} = 3,579 + 0,130 = 3,709 \text{ W} \quad (123)$$

3.5.2 Perdas no Transformador de Alta Frequência

Assim como para os indutores *boost*, as perdas referente ao transformador de alta frequência são compostas por duas parcelas, as que ocorrem nos enrolamentos e as que ocorrem no núcleo magnético.

A primeira parcela é subdividida entre as perdas nos enrolamentos primário e enrolamentos secundário, onde a expressão utilizada para calcular tais perdas é observada na equação (124), sendo $R_{trafo,p}$ a resistência no enrolamento primário, $R_{trafo,s}$ a resistência no enrolamento secundário, e $I_{trafo,pefi}$ a corrente eficaz que flui através do enrolamento primário, definida na equação (125). A segunda parcela refere-se às perdas nos núcleos, definida na subseção anterior, na equação (118), onde $I_{De fi}$ é a corrente eficaz no diodo retificador definida na equação (82).

$$P_{cobre,trafo} = I_{trafo,pefi}^2 \left(R_{trafo,p} + \frac{R_{trafo,s}}{n^2} \right) \quad (124)$$

$$I_{trafo,pefi} = n\sqrt{2}I_{De fi} \quad (125)$$

Por fim, as perdas totais no transformador de alta frequência são calculadas através da equação (126).

$$P_{t,trafo} = P_{cobre,trafo} + P_{nuc,trafo} \quad (126)$$

O valor da corrente eficaz no enrolamento primário é observado em (127).

$$I_{trafo,pefi} = 2,25 \times \sqrt{2} \times 1,269 = 4,038 \text{ A} \quad (127)$$

Após a implementação do transformador de alta frequência, utilizou-se o instrumento de medição *RLC meter* 4263 para mensurar as resistências dos enrolamentos primário e secundário, onde obteve-se $R_{trafo,p} = 210 \text{ m}\Omega$ e $R_{trafo,s} = 1,063 \Omega$, respectivamente. Dessa forma, o valor para as perdas nos enrolamentos do transformador é observado em (128).

$$P_{cobre,trafo} = 4,038^2 \times \left(210 \times 10^{-3} + \frac{1,063}{2,25^2} \right) = 6,848 \text{ W} \quad (128)$$

Na sequência, utilizando a equação (118), calcula-se as perdas no núcleo, observado em (129), onde o valor da variação da densidade de fluxo magnético para o transformador de alta frequência é $\Delta B = 0,174$ T, de acordo com análise feita por Teston (2016).

$$P_{nuc,trafo} = 0,174^{2,4} \times [(4 \times 10^{-5}) \times (100 \times 10^3) + (4 \times 10^{-10}) \times (100 \times 10^3)^2] \times 17,6 = 2,118 \text{ W} \quad (129)$$

Por fim, o valor total para as perdas no transformador de alta frequência é observado em (130).

$$P_{t,trafo} = 6,848 + 2,118 = 8,966 \text{ W} \quad (130)$$

3.5.2.1 Perdas nas Chaves Principais S_1 e S_2

A metodologia utilizada para calcular as perdas nos mosfets é baseada em (GRAOVAC *et al.*, 2006; SARTORI, 2009; LIRIO, 2013).

O modelo utilizado para as chaves principais, IPP110N20N3G, da fabricante Infineon Technologies, é fabricado com o material carbetto de silício (SiC), uma tecnologia que combina carbono (C) e silício (Si). Essa tecnologia é uma evolução dos semicondutores feitos somente com silício (Si), e possui algumas vantagens tais como tempo de recuperação reversa muito pequeno, de modo que as perdas por recuperação reversa são negligenciáveis, tensões de ruptura elevadas (acima de 1000 V), maior condutividade térmica para dissipação de calor, menor resistência de condução e, por consequência, menor tensão de condução, uma vez que o potencial de rompimento do dielétrico é dez vezes mais resistente que os componentes com tecnologia Si, obtendo, assim, camadas com maior dopagem e mais finas, resultando em menores perdas por condução.

As perdas nas chaves ocorrem durante o período em que estão conduzindo corrente, e também durante as comutações. As perdas por condução acontecem na resistência de condução do componente, $R_{DS_{on}}$. A tensão na resistência de condução, $V_{DS_{on}}$, é definida através da equação (131), onde $I_{DS_{med}}$ é a corrente média que flui do *drain* (dreno) até o *source* (fonte) da chave,

onde isso ocorre durante o período em que a chave está ligada. As perdas ocorridas na resistência de condução das chaves são calculadas através da equação (132), sendo $I_{DS_{efi}}$ a corrente eficaz que flui entre o dreno e a fonte.

$$V_{DS_{on,S}} = V_{DS_{on,S}} I_{DS_{med,S}} \quad (131)$$

$$P_{cond,S} = V_{DS_{on,S}} I_{DS_{efi,S}}^2 \quad (132)$$

Entretanto, devido ao fato das chaves principais serem ligadas em ZCS nesse conversor, somente são consideradas as perdas de *turn-off*, ou seja, durante a comutação para desligar as mesmas. Das variáveis que influenciam nas perdas por comutação nos mosfets, têm-se as capacitâncias intrínsecas de *drain-source* (dreno-fonte), C_{DS} , de *gate-source* (portão-fonte), C_{GS} , e *drain-gate* (dreno-portão), C_{DG} , as quais são observadas no circuito representando o mosfet, presente na Figura 53.

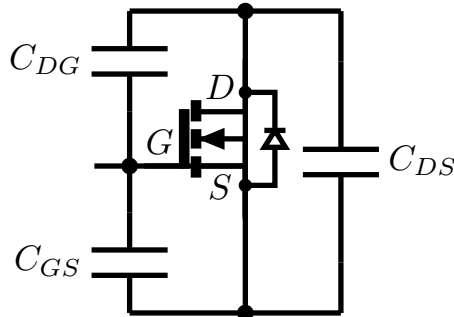


Figura 53 – Modelo do mosfet com capacitâncias intrínsecas.

Além disso, outras variáveis também influenciam nessas perdas tais como a tensão dreno-fonte alcançada pela chave no instante que ela é desligada, V_{DD} , a tensão de Plateau, $V_{plateau}$, específica para cada semicondutor, resistência de *gate*, R_G também específica para cada componente, e a tensão do *driver* utilizada para acionar as chaves, V_{driver} .

O equacionamento das perdas por comutação no *turn-off* inicia com a definição da corrente $I_{G_{off,S}}$, observada na equação (133), onde tal corrente flui pelo *gate* do mosfet durante o tempo de subida da tensão na chave.

$$I_{G_{off,S}} = \frac{V_{plateau}}{R_{G,S}} \quad (133)$$

Para calcular o tempo de subida da tensão da corrente na chave, deve-se conhecer o valor referente a C_{GD} . Porém, como seu equacionamento é complexo e não-linear, realiza-se uma linearização na curva da capacitância intrínseca C_{rss} , onde essa curva geralmente se encontra nos *datasheet* dos fabricantes. Um exemplo dessa curva é observado na Figura 54. Para a linearização, primeiramente, considera-se V_{DS} variando de $V_{DS_{on}}$ até 50% de V_{DD} , e na sequência a faixa de tensão em que V_{DS} varia de 50% de V_{DD} até V_{DD} . Na primeira faixa, $C_{GD} = C_{GD1} = C_{GD}(V_{DS_{on}})$, e na segunda faixa $C_{GD} = C_{GD2} = C_{GD}(V_{DD})$, como se observa na Figura (54). Portanto, com esses dois valores, calcula-se uma média ponderada entre C_{GD1} e C_{GD2} , de acordo com suas respectivas porcentagens, encontrando, assim, um valor aproximado para C_{GD} , e, inserindo seus resultados na equação (135), calcula-se o tempo de subida da tensão na chave.

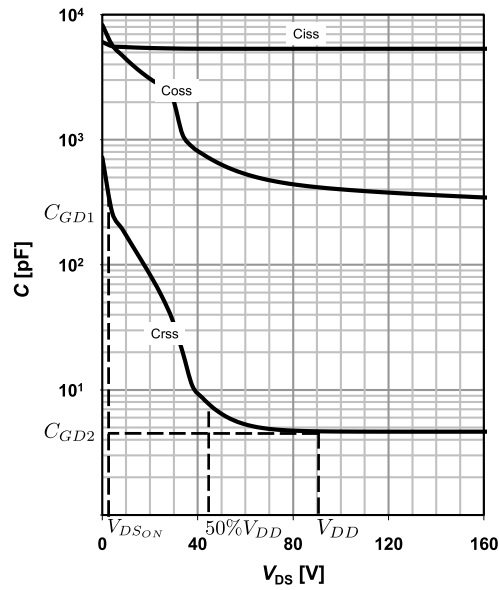


Figura 54 – Curvas das capacitâncias intrínsecas do mosfet IPP110N20N3G em função de V_{DS} .

Fonte: Adaptado de: (INFINEON, 2011).

$$C_{GD,S} \approx \frac{50\%C_{GD1,S} + 50\%C_{GD2,S}}{100\%} \quad (134)$$

$$t_{rv,S} = (V_{DD,S} - R_{DS_{on,S}}I_{DS_{med,S}}) \frac{C_{GD,S}}{I_{G_{off,S}}} \quad (135)$$

A equação que define as perdas por comutação no *turn-off* para o mosfet está definida em (136).

$$P_{com,off,S} = V_{DD,S} I_{D_{off,S}} \frac{t_{rv,S} + t_{fi,S}}{2} f_s \quad (136)$$

Por fim, as perdas totais nas chaves principais são definidas através da equação (144), onde são somadas as perdas por condução e comutação no *turn-off*.

$$P_{t,S} = P_{cond,S} + P_{com,off,S} \quad (137)$$

Na tabela Tabela 3 encontram-se os parâmetros referentes ao mosfet IPP110N20N3G para calcular as perdas para as chaves principais.

Tabela 3 – Parâmetros Para Cálculo das Perdas para o Mosfet IPP110N20N3G.

Parâmetro	Valores e Detalhes
$V_{DD,S}$	$V_{C_{r,min}} = 112,551 \text{ V}$
V_{driver}	12 V
$V_{plateau,S}$	4,4 V
$V_{D_{rr,S}}$	V_{DD} (<i>pior caso</i>)
$Q_{rr,S}$	640 nC
$I_{D_{off,S}}$	5,278 A ($I_{L_{max}}$)
$R_{G,S}$	2,4 Ω
$C_{GD1,S}$	640 pF
$C_{GD2,S}$	4,5 pF
$t_{ri,S}$	29 ns
$t_{fi,S}$	11 ns

Utilizando a equação (131), calcula-se a tensão de condução da chave principal, cujo valor é observado em (138), e as perdas por condução, observada em (139), calculadas através da equação (132).

$$V_{DS_{on,S}} = (10,7 \times 10^{-3}) \times 4,315 = 0,046 \text{ V} \quad (138)$$

$$P_{cond,S} = (10,7 \times 10^{-3}) \times 5,949^2 = 0,379 \text{ W} \quad (139)$$

O resultado para a corrente de descida durante o *turn-off* é observado em (140).

$$I_{G_{off},S} = \frac{4,4}{2,4} = 1,83 \text{ A} \quad (140)$$

Utilizando a equação (134), e os parâmetros encontrados na tabela 3, calcula-se o valor para capacitância *gate-drain*, observado em (141).

$$C_{GD,S} \approx \frac{50 \times (640 \times 10^{-12}) + 50 \times (4,5 \times 10^{-12})}{100\%} = 322,25 \text{ pF} \quad (141)$$

De posse do valor de $C_{GD,S}$, e inserindo na equação (135), calcula-se o tempo de subida da tensão $V_{DS,S}$, obtido em (142).

$$t_{rv,S} = [112,551 - (10,7 \times 10^{-3}) \times 4,315] \times \frac{322,25 \times 10^{-12}}{1,83} = 19,773 \text{ ns} \quad (142)$$

Com o tempo de subida da tensão calculado, através da equação (143), encontra-se as perdas no *turn-off*, calculada em (143).

$$P_{com,off,S} = 112,551 \times 5,278 \times \left[\frac{(19,773 \times 10^{-9}) + (11 \times 10^{-9})}{2} \right] \times 100 \times 10^3 = 0,914 \text{ W} \quad (143)$$

Por fim, o valor total de perdas sobre as chaves principais é calculado em (144).

$$P_{t,S} = 0,379 + 0,914 = 1,293 \text{ W} \quad (144)$$

3.5.2.2 Perdas nos Diodos Retificadores D_1 e D_2

O diodo utilizado para o circuito retificador é o modelo C3D12065 da fabricante Wolfspeed Inc. Para diodos, devido ao rápido tempo de recuperação reversa, as perdas por comutação são consideradas desprezíveis.

A tensão sobre o diodo é definida de acordo com a equação (145).

$$V_D = V_{D0} + R_D I_{D_{med}} \quad (145)$$

O cálculo das perdas por condução considera que o modelo dos diodos é composto por uma fonte de tensão de condução constante, V_{D0} , uma resistência de condução, R_D , através da qual flui uma corrente média de condução, $I_{D_{med}}$, e um diodo ideal para representar um único sentido para condução de corrente. Esse modelo é observado na Figura 55.

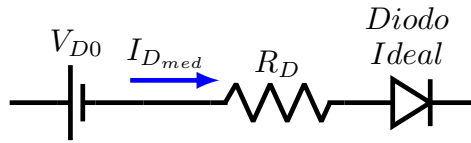


Figura 55 – Circuito representando o modelo do diodo.

A resistência de condução do diodo R_D é obtida através da curva $V_D \times I_D$, fornecido pelo fabricante no *datasheet* do componente. Na Figura 56 se observa essa curva para o modelo C3D12065, a qual apresenta a corrente conduzida em função da tensão de condução para diferentes condições de temperatura de junção (T_j).

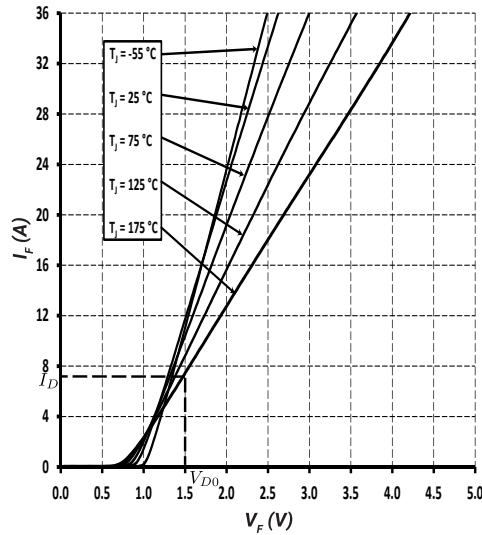


Figura 56 – Curva $V_D \times I_D$ para o diodo C3D12065.

Fonte: Adaptado de: (WOLFSPEED, 2023b).

Considerando, então, apenas as perdas por condução, essas ocorrem na resistência de condução, e dependem das correntes média e eficaz que flui por esse componente. Para os diodos retificadores, $I_{D_{med}}$ foi definida pela equação (81), e $I_{D_{efi}}$ pela equação (82). Finalmente, a potência total dissipada é expressa através da equação (146).

$$P_{t,D} = V_{D0}I_{D_{med}} + R_D I_{D_{efi}}^2 \quad (146)$$

De acordo com o *datasheet*, $V_{D0} = 1,5$ V e $R_D = 150$ m Ω . Portanto, o valor total para as perdas nos diodos retificadores são calculadas em (147) (WOLFSPEED, 2023b).

$$P_{t,D} = 1,5 \times 0,819 + (150 \times 10^{-3}) \times 1,269^2 = 1,470 \text{ W} \quad (147)$$

3.5.2.3 Perdas nos Capacitores do Retificador Dobrador de Tensão C_1 e C_2

Para calcular as perdas nos capacitores do retificador dobrador de tensão, com auxílio do instrumento de medição *RLC meter* 4263, constatou-se que a resistência interna desses capacitores eram $R_C = 30$ m Ω . O valor da corrente eficaz nesses elementos foi obtido via simulação, utilizando o *software* LTspice. Através da equação (148) calcula-se as perdas nesses capacitores, onde o resultado é visto em (149).

$$P_{t,C} = R_C I_{C_{efi}}^2 \quad (148)$$

$$P_{t,C} = (30 \times 10^{-3}) \times 0,92^2 = 0,025 \text{ W} \quad (149)$$

3.5.2.4 Perdas no Circuito Auxiliar

3.5.2.5 Perdas no Indutor Acoplado

As perdas no indutor acoplado ocorrem da mesma forma que no transformador de alta frequência, ou seja, há as parcelas nos enrolamentos primário e secundário, e as perdas no núcleo. As perdas nos enrolamentos são calculadas através da equação (150), sendo $R_{L_{a,p}}$ a resistência no enrolamento primário, $R_{L_{a,s}}$ a resistência no enrolamento secundário, e $I_{L_{a,p_{efi}}}$ a corrente eficaz que flui pelo enrolamento primário, definida na equação (151).

$$P_{cobre,L_a} = I_{L_{a,efi}}^2 \left(R_{L_{a,p}} + \frac{R_{L_{a,s}}}{n^2} \right) \quad (150)$$

$$I_{L_{a,p,efi}} = \sqrt{I_{S_{a,efi}}^2 + (n_a I_{D_{a,s,efi}})^2} \quad (151)$$

A segunda parcela refere-se às perdas no núcleo, definidas na equação (118). Por fim, as perdas totais no indutor acoplado são definidas através da equação (152).

$$P_{t,L_a} = P_{cobre,L_a} + P_{nuc,L_a} \quad (152)$$

O valor da corrente eficaz no enrolamento primário é observado em (153).

$$I_{L_{a,efi}} = 0,375 \text{ A} \quad (153)$$

Após a implementação do indutor acoplado, utilizou-se o instrumento de medição *RLC meter* 4263 para mensurar as resistências dos enrolamentos primário e secundário, onde obteve-se aproximadamente $R_{L_{a,p}} = 150 \text{ m}\Omega$ e $R_{L_{a,s}} = 216 \text{ m}\Omega$, respectivamente, uma vez que ao se implementar o indutor acoplado foi obtido $n_a = 1,12$. Dessa forma, o valor para as perdas nos enrolamentos do indutor acoplado é observado em (154).

$$P_{cobre,L_a} = 0,375^2 \times \left[150 \times 10^{-3} + \frac{216 \times 10^{-3}}{1,12^2} \right] = 0,042 \text{ W} \quad (154)$$

Na sequência, utilizando a equação (118), calcula-se as perdas no núcleo, observado em (155), onde o valor da variação da densidade de fluxo magnético $\Delta B = 0,174 \text{ T}$, de acordo com análise feita por Teston (2016).

$$P_{nuc,L_a} = 0,174^{2,4} \times [(4 \times 10^{-5}) \times (200 \times 10^3) + (4 \times 10^{-10}) \times (200 \times 10^3)^2] \times 1,34 = 0,484 \text{ W} \quad (155)$$

Por fim, o valor total para as perdas no indutor acoplado é observado em (156).

$$P_{t,L_a} = 0,042 + 0,484 = 0,526 \text{ W} \quad (156)$$

3.5.2.6 Perdas na Chave Auxiliar S_a

A chave auxiliar, assim como as chaves principais, também é ligada em ZCS. Portanto, somente as perdas de *turn-off*, ou seja, ao desligar, são consideradas. Dessa forma, utiliza-se as mesmas equações para os cálculos das perdas por condução e comutação já mencionadas anteriormente.

Para calcular a tensão de condução para a chave auxiliar, $V_{DS_{on,Sa}}$, utiliza-se a equação (131), onde o resultado é observado em (157), e as perdas por condução são calculadas através da equação (132), onde o resultado é obtido em (158).

$$V_{DS_{on,Sa}} = (80 \times 10^{-3}) \times 0,091 = 0,007 \text{ V} \quad (157)$$

$$P_{cond,Sa} = (80 \times 10^{-3}) \times 0,330^2 = 0,009 \text{ W} \quad (158)$$

Na Tabela 4 encontram-se os parâmetros referentes ao mosfet C2M0080120D para calcular as perdas para a chave auxiliar.

Tabela 4 – Parâmetros Para Cálculo das Perdas para o Mosfet C2M0080120D.

Parâmetro	Valores e Detalhes
$V_{DD,Sa}$	$V_{C_{r,min}} + \frac{V_o}{n_a} = 512,551 \text{ V}$
V_{driver}	12 V
$V_{plateau,Sa}$	4,4 V
$V_{Drr,Sa}$	V_{DD} (<i>pior caso</i>)
$Q_{rr,Sa}$	152 nC
$I_{Doff,Sa}$	1,799 A ($I_{L_{a,max}}$)
$R_{G,Sa}$	3,9 Ω
$C_{GD1,Sa}$	180 pF
$C_{GD2,Sa}$	6 pF
$t_{ri,Sa}$	22 ns
$t_{fi,Sa}$	14 ns

Utilizando a equação (133), calcula-se o resultado para a corrente de descida durante o *turn-off* para a chave auxiliar, o qual é observado em (159).

$$I_{G_{off,Sa}} = \frac{4,4}{3,9} = 1,128 \text{ A} \quad (159)$$

A curva C_{rss} referente à chave auxiliar é observada na Figura 57. Como se observa, para o cálculo de C_{GD} , foi considerado, primeiramente, V_{DS} variando de $V_{DS_{on}}$ até 10% de V_{DD} , e depois a faixa de tensão em que V_{DS} varia de 10% de V_{DD} até V_{DD} . Logo, utilizando a equação (134), e inserindo as respectivas proporções, o valor resultante para C_{GD} é observado em (160).

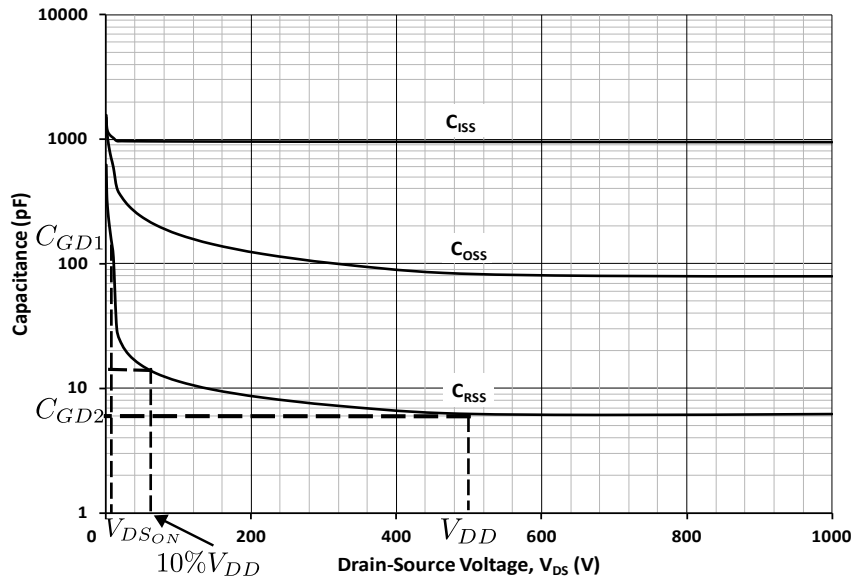


Figura 57 – Curvas das capacitâncias intrínsecas do mosfet C2M0080120D em função de V_{DS} .

Fonte: Adaptado de: (WOLFSPEED, 2023a).

Utilizando a equação (134), e os parâmetros encontrados na tabela 4, calcula-se o valor para capacitância *gate-drain*, observado em (160).

$$C_{GD,Sa} \approx \frac{10 \times (180 \times 10^{-12}) + 90 \times (6 \times 10^{-12})}{100} = 23,4 \text{ pF} \quad (160)$$

De posse do valor de C_{GD} , e inserindo na equação (135), calcula-se o tempo de subida da tensão V_{DS} para a chave auxiliar, obtido em (161).

$$t_{rv,Sa} = [512,551 - (80 \times 10^{-3}) \times 0,091] \times \frac{23,4 \times 10^{-12}}{1,128} = 2,565 \text{ ns} \quad (161)$$

Com o tempo de subida da tensão calculado, através da equação (136), encontra-se as perdas no *turn-off* para a chave auxiliar, calculada em (162).

$$P_{com,off,Sa} = 512,551 \times 1,799 \times \left[\frac{(2,565 \times 10^{-9}) + (14 \times 10^{-9})}{2} \right] \times 200 \times 10^3 = 1,527 \text{ W} \quad (162)$$

Por fim, o valor total de perdas sobre a chave auxiliar é calculado em (163).

$$P_{t,Sa} = 0,009 + 1,527 = 1,536 \text{ W} \quad (163)$$

3.5.2.7 Perdas nos Diodos Auxiliares D_{a1} e D_{a2}

Assim como o circuito retificador, o modelo utilizado para os diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} foi o C3D12065A. Portanto, as perdas por comutação são desprezíveis e somente as perdas por condução são consideradas nesses elementos. Utilizando a equação (146) para calcular as perdas nos diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} , o resultado para as perdas é observado em (164).

$$P_{t,D_a} = 1,5 \times 0,050 + (150 \times 10^{-3}) \times 0,419^2 = 0,101 \text{ W} \quad (164)$$

3.5.2.8 Perdas no Diodo Auxiliar $D_{a,s}$

Para o diodo auxiliar $D_{a,s}$ também foi utilizado o modelo C3D12065A. Logo, também se utiliza a equação (146) para calcular as perdas nesse diodo. Dessa forma, o valor calculado para as perdas no diodo $D_{a,s}$ é encontrado em (165).

$$P_{t,D_{a,s}} = 1,5 \times 0,026 + (150 \times 10^{-3}) \times 0,178^2 = 0,044 \text{ W} \quad (165)$$

3.5.2.9 Perdas no Capacitor Grampeador C_r

Para o capacitor de grampeamento foi realizada uma composição com três capacitores de filme em paralelo, onde foi obtida uma capacitância de $C_r = 88,31$ nF e uma resistência equivalente de $R_{C_r, res} = 50$ m Ω . Dessa forma, utiliza-se a equação (166) para calcular a potência dissipada no capacitor grampeador, e o resultado é visto em (167).

$$P_{t,C_r} = R_{C_r} I_{C_r}^2 \quad (166)$$

$$P_{t,C_r} = (50 \times 10^{-3}) \times 0,64^2 = 0,020 \text{ W} \quad (167)$$

3.5.2.10 Rendimento Estimado para o Conversor Proposto

Após o cálculo das perdas para os elementos semicondutores e magnéticos, utiliza-se a equação (168) para estimar o rendimento do conversor proposto, onde $P_{t,pri}$ é a potência total dos elementos correspondentes ao circuito principal, calculada em (169), enquanto $P_{t,aux}$ é a perda total correspondente ao circuito auxiliar (170).

$$\eta = \frac{P_{in} - P_{t,pri} - P_{t,aux}}{P_{in}} \quad (168)$$

$$P_{t,pri} = 2P_{t,L} + P_{t,trafo} + 2P_{t,S} + 2P_{t,D} + 2P_{t,C} \quad (169)$$

$$P_{t,aux} = P_{t,La} + P_{t,Sa} + P_{t,Da,s} + P_{t,Cr} \quad (170)$$

Portanto, utilizando as equações (169) e (170) calcula-se os resultados para perdas totais para os circuitos principal e auxiliar, onde os resultados se encontram em (171) e (172), respectivamente.

$$P_{t,pri} = 2 \times 3,709 + 8,966 + 2 \times 1,293 + 2 \times 1,470 + 2 \times 0,025 = 21,960 \text{ W} \quad (171)$$

$$P_{t,aux} = 0,529 + 1,536 + 2 \times 0,101 + 0,044 + 0,020 = 2,309 \text{ W} \quad (172)$$

Por fim, o valor para o rendimento esperado é calculado em (173).

$$\eta = \frac{350 - 21,960 - 2,309}{350} \approx 93,066 \% \quad (173)$$

O rendimento calculado abaixo do valor projetado, 95%, é resultante da implementação dos elementos magnéticos, onde foram obtidas resistências série relativamente elevadas. Tais resistências se encontram resumidas na Tabela 5.

Tabela 5 – Resistências Série dos Elementos Magnéticos do Conversor Proposto.

Componente	Símbolo	Valor
Indutor <i>boost</i>	R_L	185 mΩ
Transformador de alta frequência	$R_{trafo,p}$	210 mΩ
Indutor Acoplado	$R_{L_{a,p}}$	15 mΩ

3.6 PROJETO DOS DISSIPADORES DE CALOR PARA SEMICONDUTORES

A partir dos valores das perdas para os dispositivos semicondutores apresentadas na seção anterior, calcula-se a necessidade da utilização de dissipadores de calor para esses elementos nos circuitos, de modo que a temperatura de junção, T_j , mantenha-se abaixo de certos limites para que falhas não ocorram.

Na Figura 58 encontra-se um circuito que representa o modelo térmico de um semicondutor, considerando dissipação de calor por convecção natural por meio do ar, onde R_{ja} é a resistência térmica entre a junção e o ambiente, e P_{dis} é a potência dissipada no semicondutor. Nesses circuitos, o modelo térmico é representado por um circuito elétrico, a potência de perdas é equivalente à corrente elétrica, onde ao circular por R_{ja} , é gerada uma determinada temperatura, a qual equivale a tensão.



Figura 58 – Circuito representando o modelo térmico de um semicondutor.

Ao adicionar um dissipador de calor em um semicondutor, o circuito presente na Figura 58 é modificado para o formato apresentado na Figura 59, onde R_{ja} é substituída por três resistências em série, são elas: resistência térmica entre a junção e o encapsulamento, R_{jc} ,

resistência térmica entre o encapsulamento e o dissipador, R_{cd} , e, resistência térmica do dissipador, R_{da} . Além disso, outros dois pontos de temperatura são acrescentados: temperatura do encapsulamento, T_c , e, temperatura do dissipador de calor, T_d .



Figura 59 – Circuito representando o semicondutor com dissipador de calor.

Para determinar a necessidade da utilização de um dissipador de calor em um semicondutor, calcula-se a elevação da temperatura na junção para a potência total dissipada considerando dissipação por convecção natural através da equação (174). A R_{ja} para cada semicondutor é fornecida pelo fabricante, encontrando-a em seu *datasheet*.

$$T_j = R_{ja}P_{dis} + T_{amb} \quad (174)$$

Se a temperatura de junção ultrapassar, ou mesmo ficar muito próxima do valor estabelecido pelo fabricante do semicondutor, é necessário utilizar um dissipador de calor. Dessa forma, utiliza-se a equação (175), onde essa expressa matematicamente o modelo térmico apresentado na Figura 59.

$$T_j = (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})P_{dis} + T_{amb} \quad (175)$$

Definindo um valor máximo para a temperatura de junção, T_{jmax} , e a temperatura ambiente a ser considerada, T_{amb} , além de conhecer os valores de R_{jc} e R_{cd} , calcula-se a resistência térmica do dissipador rearranjando os termos da equação (175), como se observa em (176).

$$R_{da} = \frac{T_{jmax} - T_{amb}}{P} - R_{jc} - R_{cd} \quad (176)$$

3.6.1 Cálculo Térmico para as Chaves Principais S_1 e S_2

Utilizando a equação (174) calcula-se a necessidade da utilização de um dissipador de calor para as chaves principais. Inicialmente, definindo o valor para a temperatura ambiente de 50 °C , utilizando o valor total das perdas nessas chaves, calculado em (144), e tendo o valor de $R_{ja} = 62\text{ °C/W}$ sido informado no *datasheet* pelo fabricante, em (177) encontra-se o valor da temperatura de junção para S_1 e S_2 .

$$T_{j,S_1} = T_{j,S_2} = 62 \times 1,293 + 50 = 130,166\text{ °C} \quad (177)$$

Uma vez que mesmo tendo obtido um valor de temperatura de junção relativamente distante do valor máximo permitido de 175 °C para esse componente, é uma boa prática utilizar dissipador de calor nas chaves principais, evitando maiores perdas de potências e diminuição da vida útil desses elementos.

Estabelecendo uma temperatura máxima, $T_{j,max} = 100\text{ °C}$ para essa chave, e considerando $R_{cd} = 0,4\text{ °C/W}$ para o uso de mica e pasta térmica, e $R_{jc} = 0,5\text{ °C/W}$ informado no *datasheet*, através da equação (176) calcula-se o novo valor para R_{da} , o qual é observado em (178).

$$R_{da,S_1} = R_{da,S_2} = \frac{100 - 50}{1,293} - 0,5 - 0,4 = 37,770\text{ °C/W} \quad (178)$$

Dos dissipadores de calor disponíveis no laboratórios, foi escolhido o modelo HSE-B20254-035H-01, o qual pode ser visto na Figura 60. Esse modelo possui uma resistência térmica $R_{da} = 14,42\text{ °C/W}$, considerando convecção natural, conforme indicado pelo fabricante em seu *datasheet* (DEVICES, 2023).

Considerando a resistência térmica do dissipador utilizado, deve ser recalculada a nova temperatura de junção nos semicondutores, onde o resultado é encontrado em

$$T_{j,S_1} = T_{j,S_2} = 14,42 \times 1,293 + 50 = 68,645\text{ °C} \quad (179)$$



Figura 60 – Dissipador de calor HSE-B20254-035H-01.

Fonte: CUI Devices

3.6.2 Cálculo Térmico para os Diodos Retificadores D_1 e D_2

Para os diodos do circuito retificador dobrador de tensão foi utilizado o modelo C3D1206. Entretanto, em seu *datasheet* não foi informado o valor para a resistência de junção e ambiente, R_{ja} . Porém, uma vez que o esse valor é fornecido para a chave auxiliar S_a , e ambos são do mesmo fabricante, essa consideração foi feita aqui. Portanto, para os diodos retificadores D_1 e D_2 , $R_{ja} = 40 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$. O valor total das perdas nesses diodos é encontrado em (147). Fez-se uso da equação (174) para calcular a necessidade da utilização de dissipadores de calor, e o resultado é encontrado em (180) (WOLFSPEED, 2023b).

$$T_{j,D_1} = T_{j,D_2} = 40 \times 1,470 + 50 = 108,8 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (180)$$

Assim como para as chaves principais, foi obtido um valor de temperatura relativamente grande para a temperatura nos diodos retificadores para a potência dissipada nesses elementos. Entretanto, optou-se por utilizar dissipadores nesses semicondutores para evitar maiores perdas de potência e redução da vida útil dos componentes. Estabelecendo uma temperatura máxima, $T_{j,max} = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$ para os diodos retificadores, e considerando $R_{cd} = 0,4 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$ para o uso de mica e pasta térmica, e $R_{jc} = 1,05 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$ informado no *datasheet*, através da equação (176) calcula-se o novo valor para R_{da} , o qual é observado em (181).

$$R_{da,DS_1} = R_{da,D_2} = \frac{100 - 50}{1,47} - 1,05 - 0,4 = 32,563 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (181)$$

Devido a disponibilidade foi utilizado o modelo HSE-B20254-035H-01. Considerando

a resistência térmica do dissipador utilizado, a temperatura de junção nos semicondutores após a utilização dos dissipadores é encontrada em (182).

$$T_{j,D1} = T_{j,D2} = 14,42 \times 1,47 + 50 = 71,197 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (182)$$

3.6.3 Cálculo Térmico para a Chave Auxiliar S_a

Mais uma vez, utilizando a equação (174), verifica-se a necessidade de utilizar dissipador de calor, dessa vez para a chave auxiliar S_a . Definindo o valor para a temperatura ambiente de $50 \text{ }^{\circ}\text{C}$, utilizando o valor total das perdas nessas chaves, calculado em (163), e tendo o valor de $R_{ja} = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ sido informado no *datasheet* do fabricante, encontra-se em (183) (WOLFSPEED, 2023a).

$$T_{j,sa} = 40 \times 2,033 + 50 = 131,320 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (183)$$

O valor obtido para a temperatura de junção para a chave auxiliar S_a é muito próximo do valor máximo permitido para esse componente $150 \text{ }^{\circ}\text{C}$, portanto, é uma boa prática se utilizar dissipador de calor nessa chave. Estabelecendo uma temperatura máxima, $T_{j,max} = 100 \text{ }^{\circ}\text{C}$, e considerando $R_{cd} = 0,4 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ para o uso de mica e pasta térmica, e $R_{jc} = 0,6 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ informado no *datasheet*, através da equação (176) calcula-se o novo valor para R_{da} , o qual é observado em (184) .

$$R_{da,sa} = \frac{100 - 50}{2,033} - 0,6 - 0,4 = 23,594 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (184)$$

Considerando a resistência térmica do dissipador utilizado, modelo HSE-B20254-035H-01, o mesmo das chaves principais e diodos retificadores, a nova temperatura de junção de S_a é encontrada em (185), onde foi calculada utilizando a equação (174).

$$T_{j,sa} = 14,42 \times 2,033 + 50 = 79,316 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (185)$$

3.6.4 Cálculo Térmico para os Diodos Auxiliares D_{a1} e D_{a2}

Ao calcular a necessidade da utilização de dissipadores térmicos para os diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} , feito isso através da equação (174), como se observa em (187), é verificado que a temperatura que se atinge com a potência dissipada nesses componentes, calculada em (164), é consideravelmente mais baixa que a máxima temperatura permitida, sendo essa de 175 °C, uma vez que se utilizou o modelo C3D12065 da fabricante Wolfspeed Inc. Portanto, não há a necessidade de utilização de dissipadores térmicos.

$$T_{j,D_{a1}} = T_{j,D_{a2}} = 40 \times 0,101 + 50 = 54,04 \text{ °C} \quad (186)$$

3.6.5 Cálculo Térmico para o Diodo Auxiliar $D_{a,s}$

Assim como para os diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} , a temperatura atingida para a potência dissipada no diodo auxiliar $D_{a,s}$, calculada em (165), também é consideravelmente mais baixa que o valor máximo permitido, 175 °C, uma vez que foi utilizado o mesmo modelo de semicondutor ao se implementar o conversor proposto. Logo, não houve a necessidade de utilização de dissipador de calor nesse semicondutor.

$$T_{j,D_{a,s}} = 40 \times 0,044 + 50 = 51,76 \text{ °C} \quad (187)$$

3.7 PROJETO DO CIRCUITO DE ACIONAMENTO DAS CHAVES PRINCIPAIS E AUXILIAR

Uma vez que a chave auxiliar compartilha a mesma terra com as chaves principais, não há necessidade de se utilizar circuitos de acionamento isolados para essas chaves. Entretanto, utilizou-se *gate drivers* isolados visando a proteção do microcontrolador. Para acionar os mosfets utilizou-se o CI (circuito integrado) UCC5390, da fabricante Texas Instruments, o qual suporta entrada CC de 3 a 15 V, e saída entre 13,2 e 33 V, e corrente de até 17 A.

Conforme o *datasheet* do CI UCC5390, o qual pode ser observado na Figura 61, deve-se utilizar um filtro RC na entrada do sinal PWM (*pulse width modulation* - modulação por largura

de pulso), cuja função é filtrar sinais indesejados de alta frequência. Para isso, o *datasheet* sugere que sejam utilizados valores pequenos para a resistência de entrada, R_{in} , que deve ter entre 0 e 100 Ω , e para a capacitância de entrada, C_{in} , recomenda-se que essa tenha entre 10 e 1000 pF, de modo que a frequência de corte desse filtro RC seja de 100 MHz. Utilizando $R_{in} = 47 \Omega$, $C_{in} = 33 \text{ pF}$, tem-se um filtro passa-baixas com frequência de corte de 102 MHz (INSTRUMENTS, 2023).

De maneira a ligar e desligar corretamente as chaves principais e auxiliar, deve-se dimensionar os resistores de *turn-on* e *turn-off*, definidos através das equações (188) e (189), respectivamente, onde esses componentes são conectados em série com os *gates* das chaves.

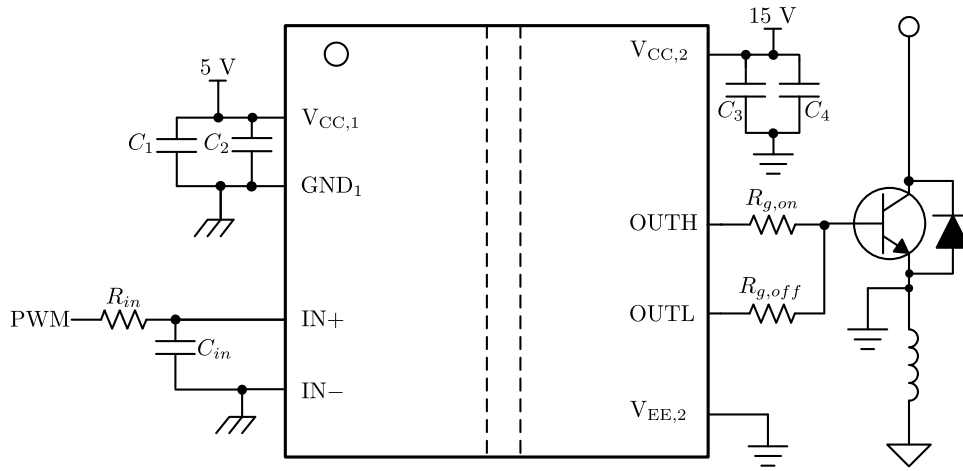


Figura 61 – Circuito de acionamento do gate driver.

$$R_{g,on} = \frac{V_{driver}}{I_{max,driver}} - R_g - \frac{R_{n,mos} R_{oh}}{R_{n,mos} + R_{oh}} \quad (188)$$

$$R_{g,off} = \frac{V_{driver}}{I_{max,driver}} - R_{ol} - R_g \quad (189)$$

Tais resistores auxiliam na redução das oscilações provenientes de indutâncias e capacitâncias parasitas da PCB (*printed circuit board* - placa de circuito impresso), redução da EMI (*eletromagnetic interference* - interferência eletromagnética), e principalmente a limitação das correntes de acionamento nos *drivers*, reduzindo as perdas por comutação. Para calcular essas resistências, necessita-se conhecer a resistência interna no *gate* do semicondutor, R_g , para o qual o circuito será aplicado, $R_{n,mos}$, R_{oh} e R_{ol} são resistências internas do *driver* com valores

informados no *datasheet*, e $I_{max,driver}$ é o menor valor de corrente entre a máxima corrente fornecida pelo *driver* (17 A), o valor máximo da capacidade de corrente da fonte de tensão de entrada do *driver* e a corrente estimada no *loop gate-driver*.

Nesse trabalho foi utilizado o modelo IPP110N20N3G para as chaves principais, que possui $R_g = 2,4 \Omega$, e para a chave auxiliar utilizou-se o modelo C2M0080120D, que possui $R_g = 3,9 \Omega$, e considerou-se 1,8 A para $I_{max,driver}$. Portanto, o dimensionamento dos resistores de *turn-on* para as chaves principais e auxiliar se encontram em (190) e (191), respectivamente, ao passo que os resistores de *turn-off* são calculados através de (192) para as chaves principais, e (193) para a chave auxiliar.

$$R_{g,on,S1,S2} = \frac{12}{1,8} - 2,4 - \frac{0,76 \times 12}{0,76 + 12} = 3,55 \Omega \quad (190)$$

$$R_{g,on,Sa} = \frac{12}{1,8} - 3,9 - \frac{0,76 \times 12}{0,76 + 12} = 2,05 \Omega \quad (191)$$

$$R_{g,off,S1,S2} = \frac{12}{1,8} - 0,13 - 2,4 = 4,14 \Omega \quad (192)$$

$$R_{g,off,Sa} = \frac{12}{1,8} - 0,13 - 3,9 = 2,64 \Omega \quad (193)$$

Visando utilizar os valores comerciais mais próximos dos calculados disponíveis em laboratório, utilizou-se para a implementação $R_{g,on,S1,S2} = R_{g,on,Sa} = 3,6 \Omega$, e $R_{g,off,S1,S2} = R_{g,off,Sa} = 4,3 \Omega$.

3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi apresentada a metodologia matemática do conversor proposto com a inclusão do circuito auxiliar à comutação para todas as etapas de operação em que se subdivide um período de chaveamento das chaves principais. Na sequência, foram apresentadas as curvas de ganho estático com e sem a inclusão do circuito auxiliar à comutação, para alguns valores de

n , onde foi observado que a influência do circuito auxiliar proposto no ganho estático é pouco significativa.

Na sequência, os esforços sobre os semicondutores são determinados de maneira que as perdas possam ser dimensionadas, podendo ser estimado o rendimento para o conversor proposto. Ao final do capítulo, são realizados os projetos dos dissipadores de calor para os semicondutores em que se há a necessidade da utilização desses componentes, e dos circuitos de acionamento das chaves.

4 RESULTADOS

Esse capítulo pretende apresentar os resultados obtidos do conversor proposto implementado, e compará-los com seus respectivos valores de projeto e formas de onda obtidas em simulação computacional, sendo essas realizadas no software Altair Psim. O principal objetivo aqui é validar as equações apresentadas no capítulo anterior, para o qual foi construído o protótipo apresentado na Figura 62.

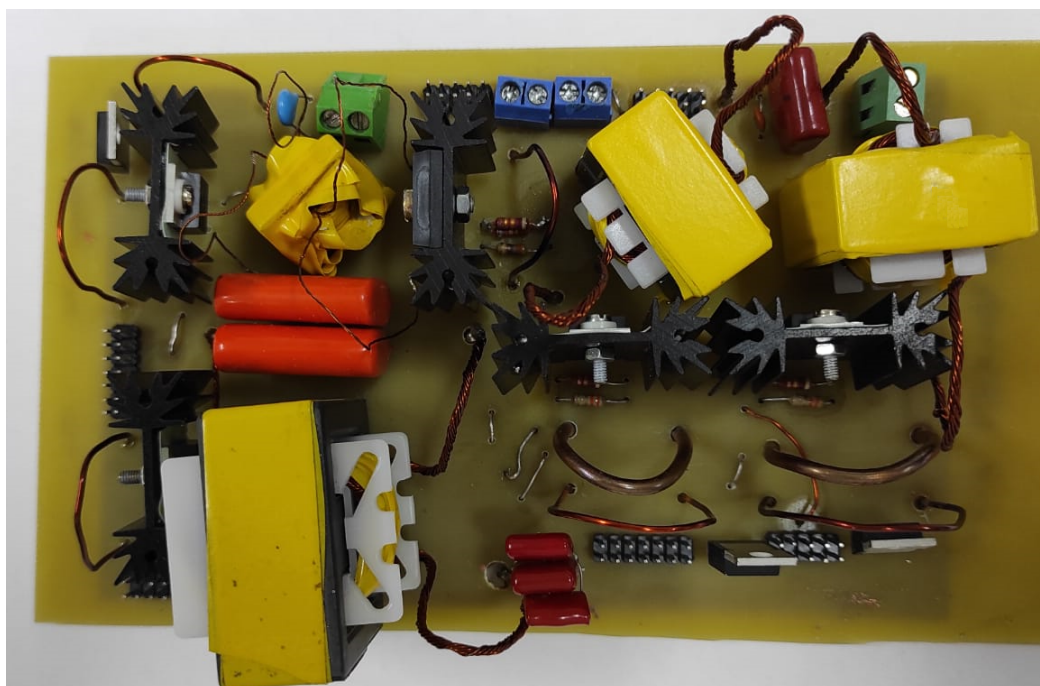


Figura 62 – Implementação do conversor proposto (159 mm x 99 mm).

As principais especificações do conversor projetado estão listadas na Tabela 2. A fonte de energia utilizada para simular um módulo solar fotovoltaico foi o modelo N5770A da Agilent Technologies. Para visualizar e capturar as formas de onda da tensão e corrente, foi empregado o modelo de osciloscópio DPO4104B, onde para medir as tensões foram utilizadas ponteiras diferenciais modelo THDP0200, e para mensurar as correntes usou-se medidor de corrente modelo TCP0030, todos da fabricante Tektronix. A carga consistiu em um resistor de $480\ \Omega$ (350 W).

Para construir esse protótipo, foram escolhidos mosfets com baixa tensão de ruptura para as chaves principais. Dos modelos disponíveis em laboratório, o IPP110N20N3, da fabricante Infineon Technologies, foi o escolhido, pois este apresenta baixa resistência $R_{DS,on}$, $10,7\ m\Omega$, tornando-se um semiconductor adequado para operação em alta frequência. Uma vez que a

chave auxiliar, S_a precisa suportar uma tensão relativamente alta, o mosfet de carbeto de silício C2M0080120A (1200 V, 31,6 A), da Wolfspeed Inc., foi escolhido porque apresenta menor resistência de condução e baixa capacitância de saída em comparação com modelos similares. Para os diodos retificadores, D_1 e D_2 , e os diodos auxiliares, D_{a1} , D_{a2} e $D_{a,s}$, o modelo escolhido foi o C3D12065, da fabricante Wolfspeed Inc., que possui tempo e carga de recuperação reversa ultra baixos. O *gate driver* escolhido para realizar o acionamento das chaves desse conversor foi o modelo UCC5390, da fabricante Texas Instrument, devido à sua característica de ser isolado e trabalhar com ampla faixa de tensão de entrada e saída. A Tabela 6 resume tais componentes.

Tabela 6 – Componentes Utilizados na Implementação do Conversor Proposto.

Componentes	Valores e Detalhes
S_1, S_2	200 V
	88 A
	Modelo: IPP110N20N3
S_a	1200 V
	31,6 A
	Modelo: C2M0080120A
$D_1, D_2, D_{a1}, D_{a2}, D_{a,s}$	650 V
	16 A
	Modelo: C3D12065
<i>Gate Driver</i>	Modelo: UCC5390
L_1, L_2	150 μ H
	18 espiras
	10 Fios #27 AWG
	Núcleo: EE 30/15/14 Thornton
	$L_{lk} = 1000$ nH
Transformador de Alta Frequência	$n = 2,266$
	Prim: 12 espiras
	10 fios # 27 AWG
	Sec: 27 espiras
	4 fios # 27 AWG
	Núcleo: EE 42/21/15 Thornton
Indutor Acoplado	$L_a = 27$ μ H
	$L_{a,s} = 33,867$ μ H
	$n_a = 1,12$
	Prim: 11 espiras
	3 Fios #33 AWG
	Sec: 11 espiras
	3 fios #33 AWG
	Núcleo: EE 20/10/5 Thornton

Os sinais de comando nas chaves são apresentados na Figura 63, sendo que se utilizou um nível de tensão igual a 12 V para o circuito de *driver*. O microcontrolador utilizado para gerar os sinais para as chaves foi o TMSF28379D, da fabricante Texas Instruments. As formas de onda para os acionamentos das chaves são condizentes com os formatos obtidos em simulação, observado na Figura 64, onde há três curvas: em vermelho V_{GS1} , a tensão de acionamento da chave principal S_1 ; em preto V_{GS2} , defasada em 180°, a tensão de acionamento da chave

principal S_2 ; e, em verde, V_{GS_a} , a tensão de acionamento da chave auxiliar S_a . Como se observa, a chave auxiliar é ligada e desligada com as chaves principais ligadas, de maneira centralizada em relação às razões cíclicas de S_1 e S_2 , de modo que os *delays* dos circuitos de acionamentos, não permitam que a chave auxiliar seja acionada ao mesmo tempo que as chaves principais. A diferença encontra nos acionamentos em bancada é que há um abaulamento tanto na subida quanto na descida da tensão, onde isso se deve às capacitâncias intrínsecas dos mosfets.

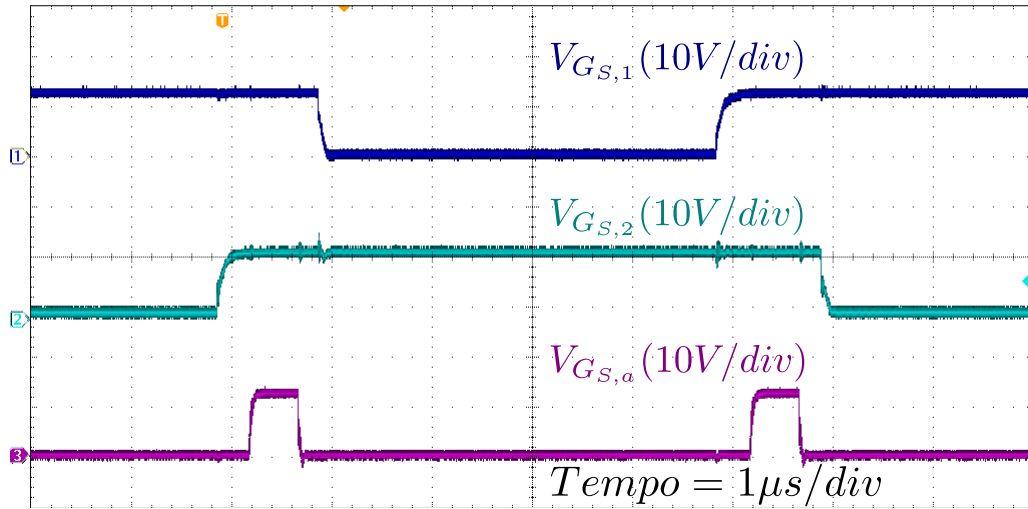


Figura 63 – Sinais de comando nas chaves principais S_1 e S_2 e na chave auxiliar S_a .

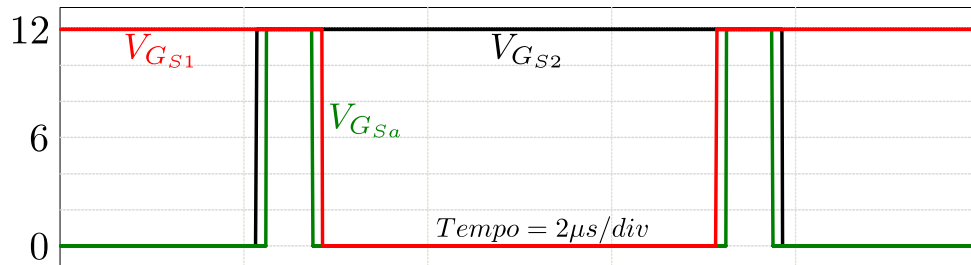


Figura 64 – Sinais de comando nas chaves principais S_1 e S_2 e na chave auxiliar S_a obtidos em simulação.

O valor de indutância encontrado para os indutores *boost* L_1 e L_2 implementadas foi de $150 \mu\text{H}$, onde as formas de onda das correntes nesses indutores no conversor prático são mostradas na Figura 65, sendo possível observar o defasamento de 180° entre os acionamentos das chaves principais, como esperado de acordo com as simulações feitas no software Altair Psim, encontrada na Figura 66. Os valores teóricos dessa corrente foram determinados como $4,398 \text{ A}$, com um ΔI_L de 20% de I_{in} , atingindo um valor máximo de $I_{L1,max} = I_{L2,max} = 5,278 \text{ A}$. No conversor implementado, os valores de corrente média encontrados foram $I_{L1,med} = I_{L2,med} = 4,36 \text{ A}$ e $\Delta I_L = 1,68 \text{ A}$, ambos os valores menores que seus respectivos valores projetados, onde a isso se deve ao valor implementado de L ser pouco maior que o dimensionado.

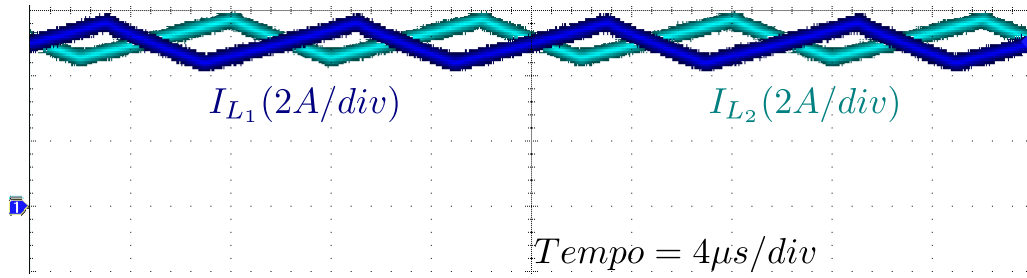


Figura 65 – Correntes através dos indutores *boost* L_1 e L_2 .

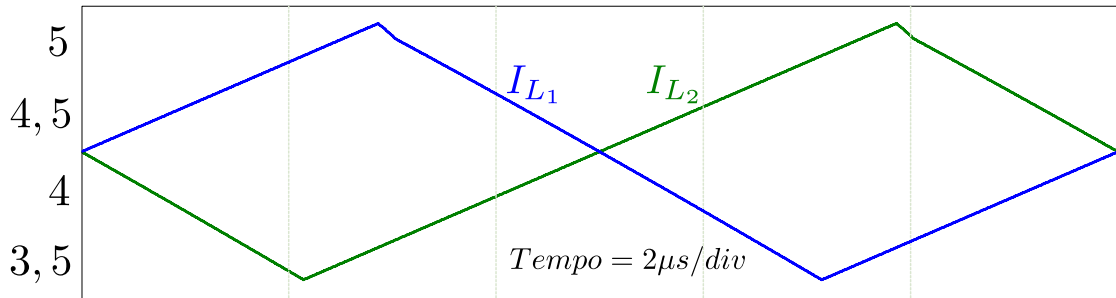


Figura 66 – Correntes através dos indutores *boost* L_1 e L_2 obtidos em simulação.

A Figura 67 exibe as formas de onda das tensões sobre o capacitor grampeador C_r e sobre a chave principal S_1 , sendo obtido o mesmo resultado para a chave principal S_2 . O gráfico revela que a tensão na chave principal aumenta de $V_{C_r,min}$ para $V_{C_r,max}$ enquanto o diodo auxiliar D_{a1} está conduzindo corrente, comportamento esperado conforme as simulações realizadas, encontrada na Figura 68. Quando o D_{a1} cessa a condução de corrente, a tensão sobre S_1 é limitada, teoricamente, em $V_o/(2n)$, e C_r atinge $V_{C_r,max}$. Entretanto, como se pode observar, após não haver mais corrente fluindo através de D_{a1} , a tensão sobre a chave S_1 é grampeada em uma tensão pouco maior do que $V_o/(2n)$ devido a presença da indutância magnetizante e resistência em série no transformador de alta frequência. No testes em bancada, as tensões máxima e mínima sobre o capacitor foram, respectivamente, $V_{C_r,max} = 121,49$ V, $V_{C_r,min} = 112,12$ V. Como mencionado anteriormente, os valores de projeto para essas tensões são, respectivamente, $V_{C_r,max} = 118,474$ V, $V_{C_r,min} = 112,551$ V. A relação de transformação obtida nos testes em bancada foi de $k_1 = 0,923$, pouco menor que o valor projetado de $k_1 = 0,95$, devido às capacitâncias intrínsecas das chaves em paralelo com o capacitor, fazendo com que fosse elevada o nível de tensão máxima da ordem de 118 V para 121 V.

Na Figura 69 são mostradas as formas de onda da corrente e da tensão sobre a chave principal S_1 . O mesmo resultado é obtido para a chave principal S_2 com uma defasagem de 180° . A tensão de pico atingiu $V_{S1,max} = 121,49$ V, ao passo que o valor máximo obtido para

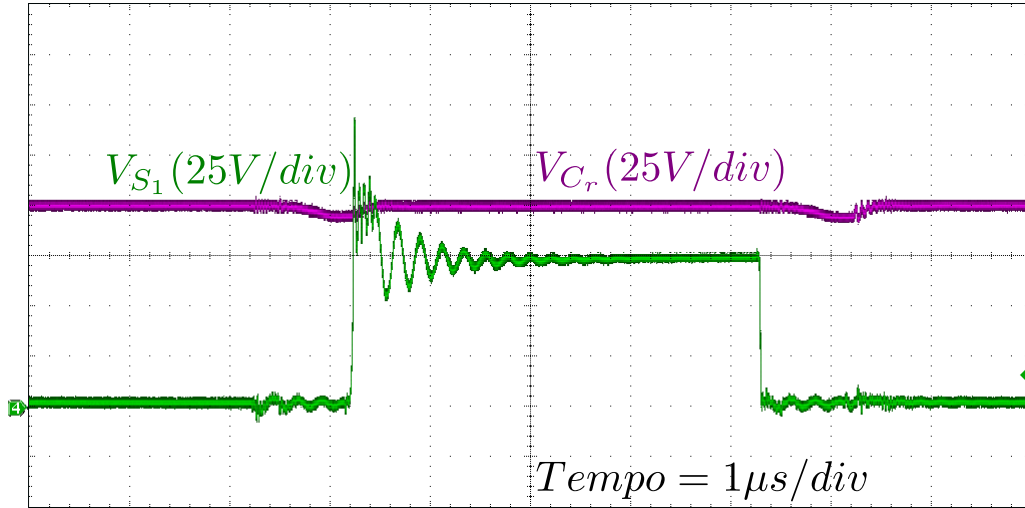


Figura 67 – Tensões sobre o capacitor de grampeamento C_r e sobre a chave principal S_1 .

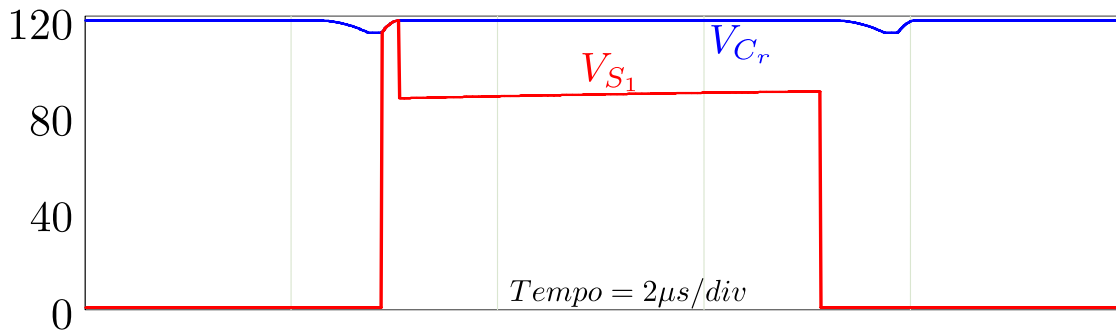


Figura 68 – Tensões sobre o capacitor de grampeamento C_r e sobre a chave principal S_1 obtidos em simulação.

a corrente em S_1 foi $I_{S1,max} = 8,68$ A, esses valores foram pouco maiores que os valores de projeto, onde a tensão máxima sobre a chave principal é $V_{S1,max} = 118,474$ V, ao passo que o valor máximo projetado para a corrente nesse mosfet foi de $I_{S1,max} = 8,796$ A. Suas formas de onda obtidas em simulação podem ser observadas na Figura 70.

Como mencionado anteriormente, a elevação no valor da tensão máxima sobre a chave principal S_1 , assim como para S_2 , se deve às capacitâncias intrínsecas desses semicondutores, enquanto que à pequena diminuição do valor da corrente se deve ao aumento das indutâncias *boost*. Além disso, nota-se que ocorre ZCS no momento em que a S_1 é desligada, e ZVS no momento em que esta é ligada, destacada na Figura 71.

Como mencionado anteriormente, a elevação no valor da tensão máxima sobre a chave principal S_1 , assim como para S_2 , se deve às capacitâncias intrínsecas desses semicondutores, enquanto que à pequena diminuição do valor da corrente se deve ao aumento das indutâncias *boost*. Além disso, nota-se que ocorre ZCS no momento em que a S_1 é desligada, e ZVS no momento em que esta é ligada, destacada na Figura 71.

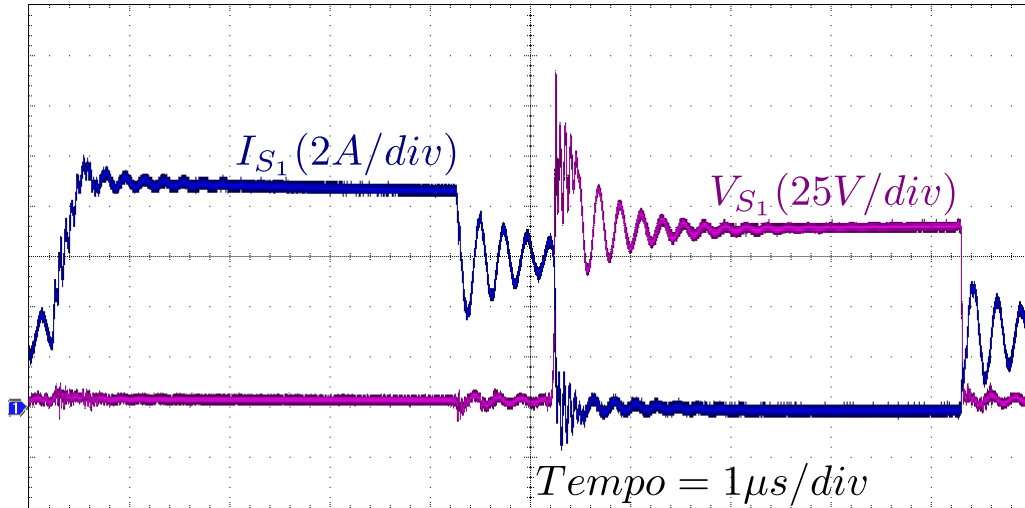


Figura 69 – Tensão e corrente sobre a chave principal S_1 .

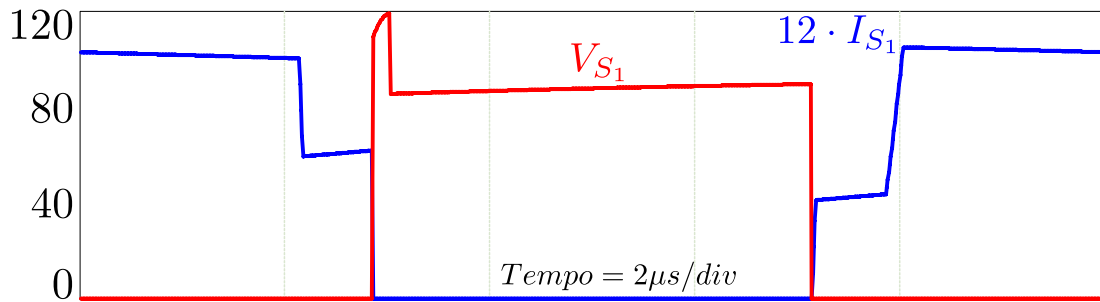


Figura 70 – Tensão e corrente sobre a chave principal S_1 obtidos em simulação.

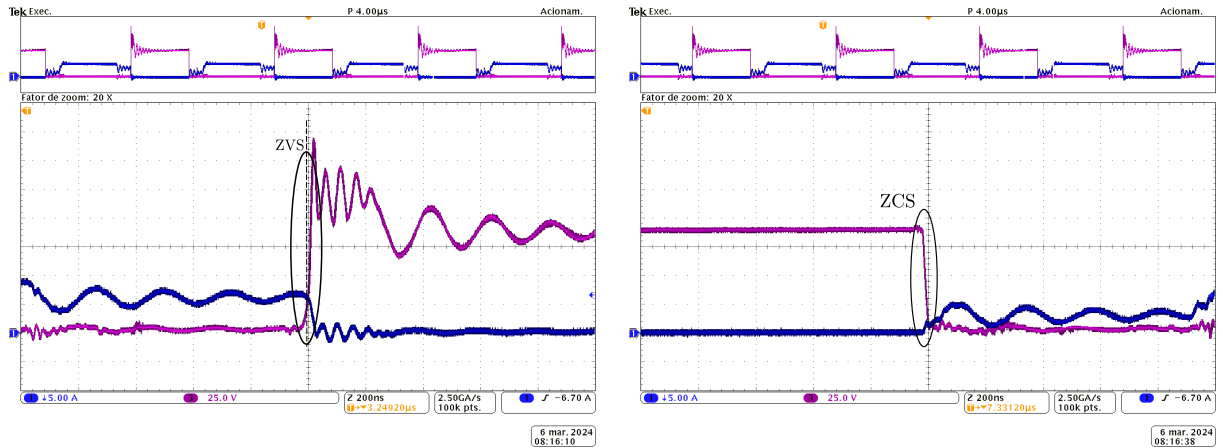


Figura 71 – Ocorrência de ZVS ao ligar e ZCS ao desligar a chave principal S_1 devido a presença do circuito auxiliar.

Na Figura 72 se observam as formas de onda para a tensão e corrente sobre o diodo retificador D_1 para o conversor proposto implementado, onde as mesmas ondas são obtidas para o diodo D_2 , com uma defasagem de 180° . A tensão máxima reversa obtida sobre os diodos retificadores foi igual a máxima tensão na carga, $V_o = 398,97$ V, enquanto que o valor máximo

obtido para a corrente que flui por esses diodos foi $I_{D1,max} = 2,27$ A. Seu valor de tensão de tensão obtido na prática foi pouco abaixo do que seu valor de projeto, $V_o = 400$ V, ao passo que a o valor máximo dimensionado para a corrente no diodo foi de $I_{D1,max} = 2,346$ A, como se pode observar na Figura 73, a qual contém as formas de onda, onde por motivos de clareza o a corrente no diodo D_1 foi multiplicada por 150.

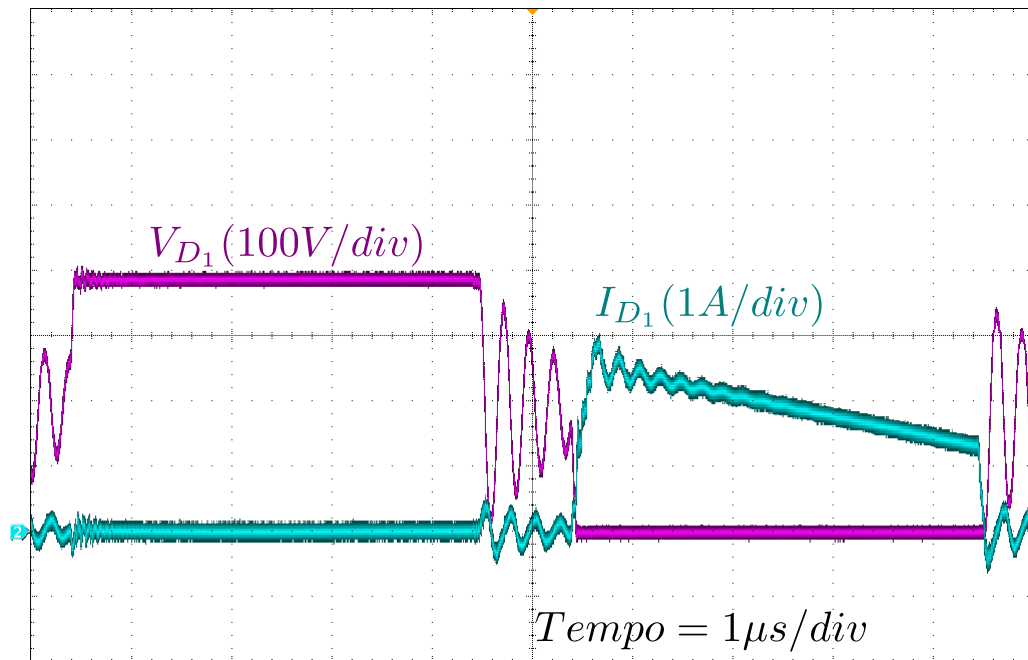


Figura 72 – Tensão e corrente sobre o diodo retificador D_1 .

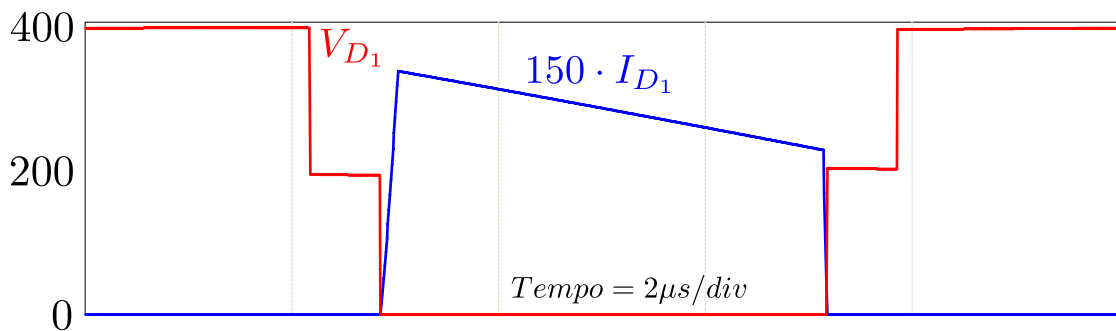


Figura 73 – Tensão e corrente sobre o diodo retificador D_1 obtidos em simulação.

Na Figura 74 são mostradas as formas de onda da corrente e da tensão sobre a chave auxiliar S_a obtidas com testes em bancada. A tensão de pico atingiu $V_{S_a,max} = 462,37$ V, ao passo que o valor máximo obtido para a corrente em S_a foi $I_{S_a,max} = 1,82$ A. Respectivamente, esses valores foram projetado para serem $V_{S_a,max} = 518,474$ V e $I_{S_a,max} = 1,799$ A. As formas de onda obtidas em simulação para a tensão e corrente na chave auxiliar são encontradas na Figura 75, com corrente que flui por S_a multiplicada por 100 para melhor visualização. A

diferença entre os valores de tensão obtidos para a chave S_a em bancada e do valor teórico se deve ao fato da relação de transformação do indutor acoplado não ser unitária, como projetado, mas ser de $n_a = 1,12$.

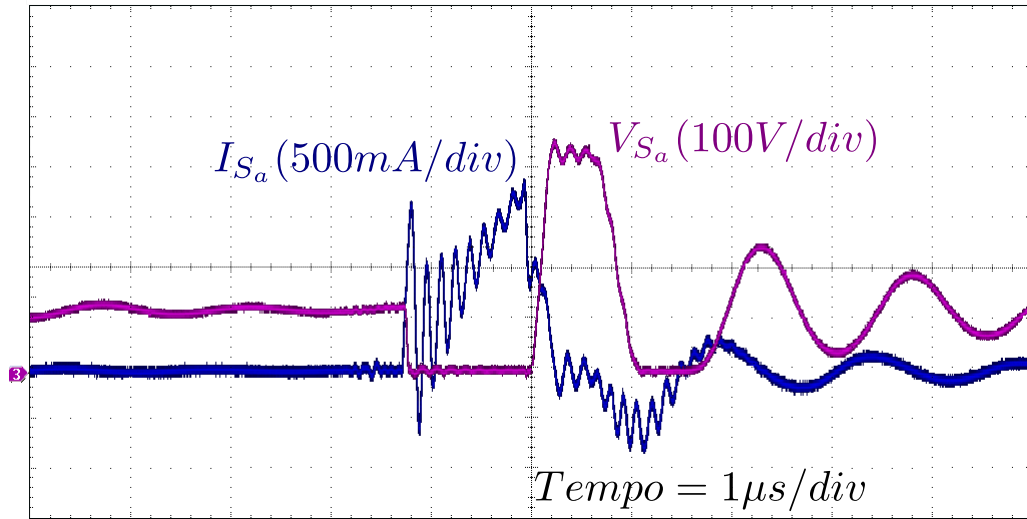


Figura 74 – Tensão e corrente sobre chave auxiliar S_a .

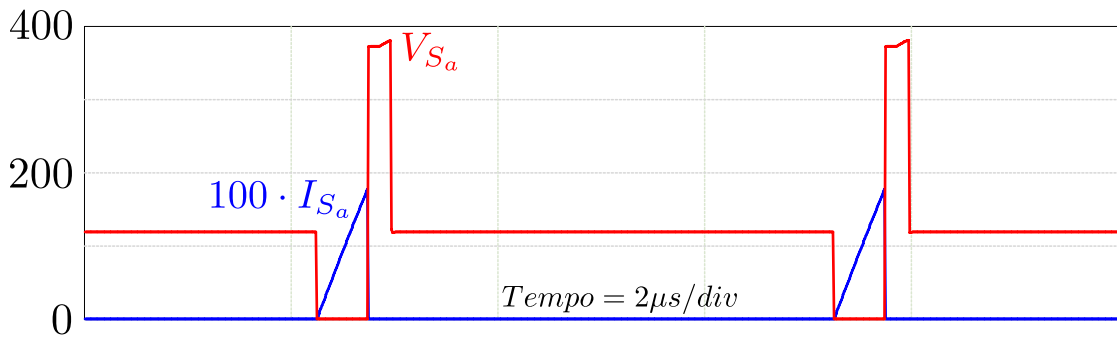


Figura 75 – Tensão e corrente sobre chave auxiliar S_a obtidos em simulação.

Na Figura 76 são mostradas as formas de onda da tensão sobre o capacitor grampeador C_r e as correntes no primário e secundário do indutor acoplado, após a implementação do conversor proposto, ao passo que tais formas de onda, obtidas em simulação, podem ser observadas na Figura 77. Uma vez que o estão em série, o valor de máximo no primário do enrolamento do indutor acoplado L_a é o mesmo do da chave auxiliar, S_a , sendo esse valor de $I_{L_{a,max}} = 1,82$ A para o conversor implementado e $I_{L_{a,max}} = 1,799$ A para o valor projetado. Já no secundário, quando inicia o processo de descarregamento da energia armazenada no indutor acoplado para a carga, o valor máximo da corrente no enrolamento secundário do indutor acoplado é $I_{L_{a,s,max}} = 1,31$ A sendo que essa diferença se deve à relação de transformação do indutor acoplado não ser unitária, como projetado, mas de $n_a = 1,12$.

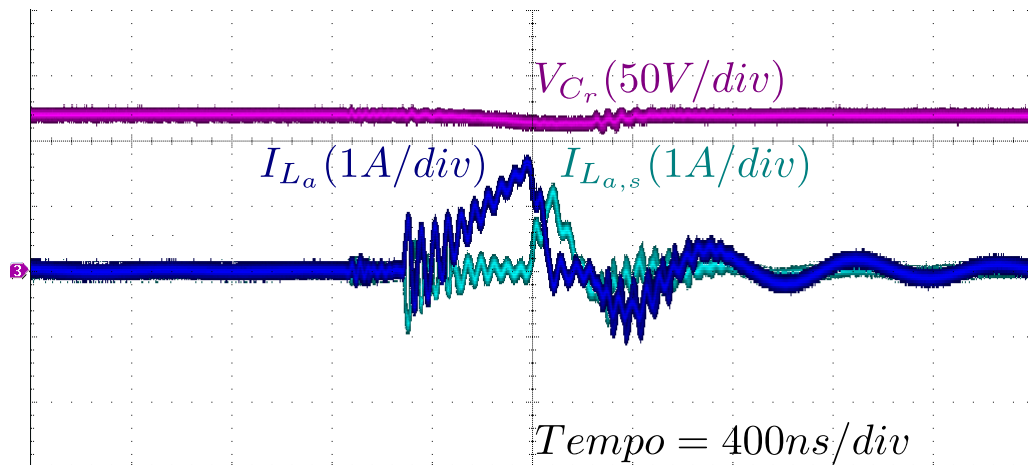


Figura 76 – Tensão sobre o capacitor grampeador C_r , correntes no primário e secundário do indutor acoplado.

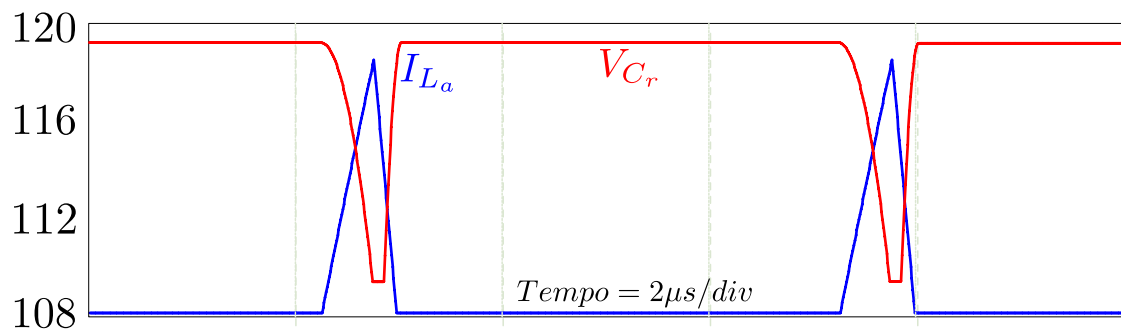


Figura 77 – Tensão sobre o capacitor grampeador C_r , correntes no primário e secundário do indutor acoplado obtidos em simulação.

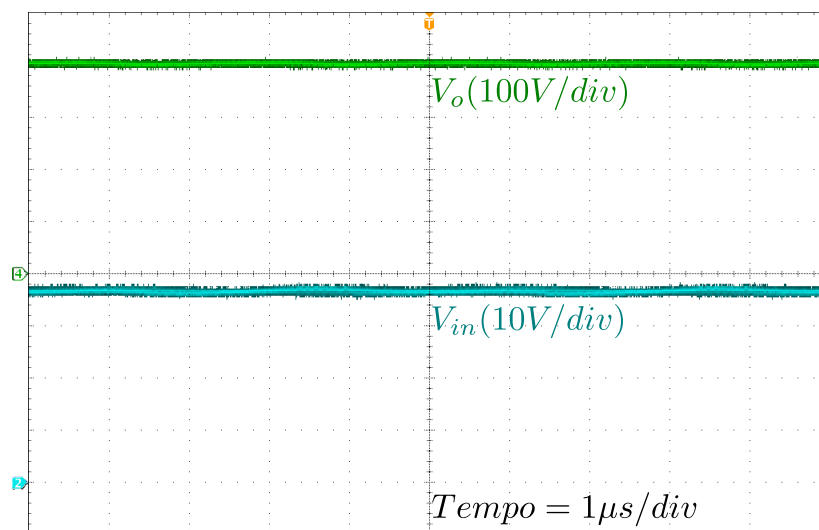


Figura 78 – Tensões de entrada V_{in} e saída V_o .

As formas de onda das tensões de saída e entrada são mostradas na Figura 78. Para avaliar o desempenho do protótipo, a tensão de entrada foi definida em $V_{in} = 37,68$ V, onde foi obtida uma tensão média na saída de $V_o = 397,36$ V, com uma variação da tensão de saída de

$$\Delta V_o = 3,22 \text{ V.}$$

A potência de entrada fornecida ao circuito, como se observa na Figura 79 foi de 350,74 W, e a potência de saída obtida foi de 324,86 W, alcançando um valor de rendimento de 92,621 %, onde para se essa medição foi utilizado o analisador de potência de alta performance Yokogawa WT1800.

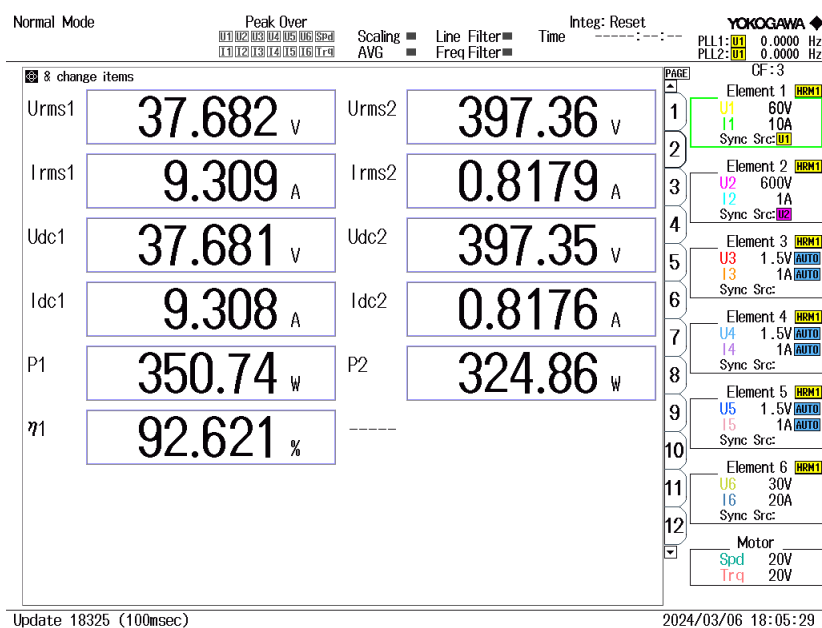


Figura 79 – Tensões, correntes e potências de entrada e saída, e rendimento do conversor implementado.

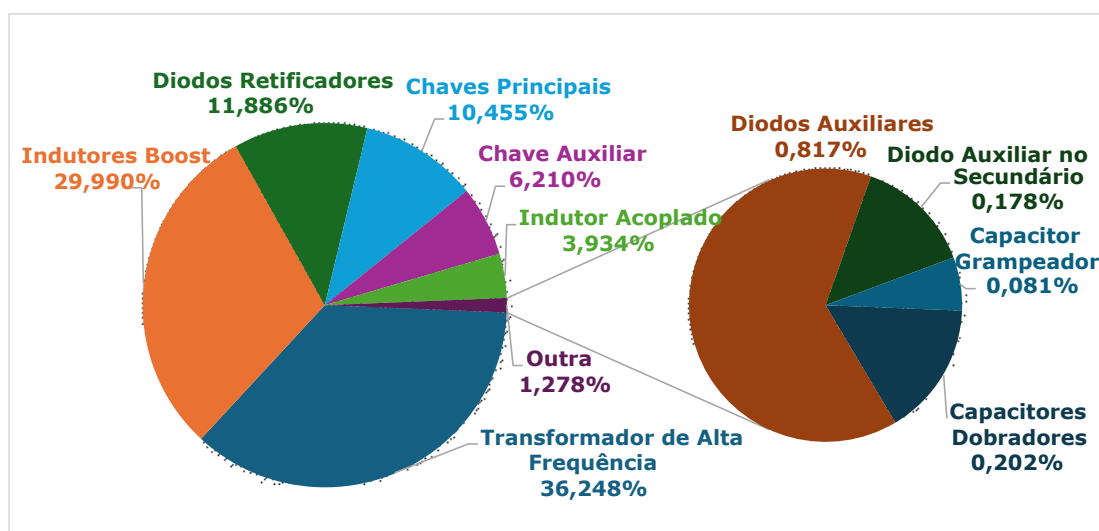


Figura 80 – Distribuição das perdas nos elementos que compõe o conversor proposto.

Ao valor de eficiência abaixo do especificado para o projeto, além das perdas esperadas nos componentes, onde na Figura 80 se observa a distribuição das perdas em cada um dos elementos que compõe o conversor proposto, pode-se atribuir o fato dos núcleos do transformador

de alta frequência e indutor acoplado utilizados serem significativamente maiores do que o necessário, com produto $A_e A_w$ superdimensionados, e também com resistência série para os elementos magnéticos muito maiores do que os valores típicos encontradas na literatura.

4.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foram apresentados os resultados das tensões e correntes dos principais elementos do conversor proposto após a implementação do conversor, os quais seus valores foram comparados com seus respectivos valores de projeto, ao passo que as formas de onda foram apresentadas e validadas junto às suas respectivas obtidas em simulação, validando a metodologia de projeto realizada no capítulo anterior.

5 CONCLUSÕES

Esse trabalho inicia discutindo os principais conversores CC-CC encontrados na literatura, apontando características de cada um deles, onde é definido o conversor meia ponte alimentado em corrente como uma possível solução para operar como barramento CC de microinversores. Uma vez que ocorrem picos de tensão no desligamento das chaves, há a necessidade de grampeamento dessas tensões, evitando que esses semicondutores venham a ser danificados, ou mesmo que tenham suas vidas úteis reduzidas, ou dissipem mais energia do que o necessário. Portanto, foi proposto um circuito auxiliar à comutação, cuja principal função é grampear a tensão sobre essas chaves, onde isso é feito através de um circuito auxiliar ativo. Tal circuito é isolado, e este recupera para a carga parte da energia que seria dissipada nas comutações das chaves principais, mantendo elevado o rendimento do conversor proposto. Para manter a característica de conversor isolado, o circuito auxiliar também deve ser isolado, onde por esse circuito o capacitor de grampeamento é conectado à carga através de um indutor acoplado.

Tal circuito auxiliar à comutação apresenta como vantagens em relação à outros circuitos com o mesmo propósito encontrados na literatura apenas um indutor, um capacitor e um semicondutor ativo, reduzindo a quantidade de circuitos de acionamentos, além dessa chave compartilhar a mesma fonte (*source*) com as chaves principais, evitando a necessidade dos circuitos de acionamento serem isolados ou do tipo *bootstrap*. Outro ponto a se acrescentar é que, como não há retorno de corrente para a os terminais de entrada do conversor, como ocorre com as topologias em (TESTON, 2016) e (MORAIS, 2022), a variação da tensão de entrada é muito pequena, diminuindo o valor das indutâncias dos indutores *boost*, tornando o conversor menor e mais leve.

Foi realizada a análise matemática das etapas de operação do conversor proposto com inserção do circuito auxiliar e o desenvolvimento de um conversor para alimentar uma carga de $480\ \Omega/350\ \text{W}$ de potência. Os valores teóricos de projeto foram simulados com componentes ideais, validando assim a metodologia implementada. Foi obtido ZVS ao desligar e ZCS ao ligar as chaves principais, enquanto a chave auxiliar é ligada em ZCS.

Após a implementação dos elementos magnéticos e a medição de suas grandezas físicas, foi observado que o valor para as resistências série dos indutores *boost*, transformador de alta frequência e indutor acoplado são significativamente mais elevadas que os valores típicos encontrados na literatura, causando perdas de potência excessivas, fazendo com que o valor do

rendimento fosse estimado em $\eta = 93,066 \%$, sendo esse abaixo do valor de projeto.

Na sequência, uma vez escolhidos os semicondutores, o conversor proposto foi testado operando na tensão e potência nominais, obtendo-se grampeamento ativo sobre as chaves principais e realizando a recuperação de energia do capacitor grampeador, sendo essa entregue para a carga. As principais formas de onda foram obtidas e apresentadas, onde essas são condizentes com a análise teórica, porém, são observadas harmônicas existentes causadas pelas não idealidades dos componentes.

O rendimento alcançado após a implementação do conversor proposto foi $\eta = 92,621 \%$, valor muito próximo do valor teórico estimado, uma vez que as resistências obtidas nos elementos magnéticos eram elevadas. Entretanto, ao simular o conversor proposto em ambiente computacional com valores típicos para as resistências dos componentes magnéticos, foi alcançado um rendimento de $96,31 \%$. Logo, pode-se inferir que a razão pela qual o rendimento obtido em testes de bancada a implementação do conversor proposto se deve aos altos valores das resistências dos elementos magnéticos.

6 PUBLICAÇÕES

O desenvolvimento deste trabalho gerou até o momento uma publicação:

Da Silva, G. E. R.; Stein, C. M. de O.; Da Costa, J. P.; Carati, E. G.; Cardoso, R. Active-Clamped Circuit Zero-Current Switching Current-Fed Half-Bridge Converter With Energy Recovery. 15th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON). 2023.

REFERÊNCIAS

ANEEL. **Resolução Normativa nº 687 de 2015**. 2015. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>.

BAHRAMI, Hamid; ADIB, Ehsan; FARHANGI, Shahrokh; IMAN-EINI, Hossein; GOLMOHAMMADI, Rahmat. A zcs-pwm interleaved boost converter using resonance-clamp auxiliary circuit. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 3, p. 405–412, out 2016. ISSN 1755-4535.

BAL, Satarupa; RATHORE, Akshay K.; SRINIVASAN, Dipti. Naturally commutated current-fed three-phase bidirectional soft-switching dc–dc converter with 120° modulation technique. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 5, p. 4354–4364, 2016. ISSN 1939-9367.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2007. 331 p.

CANALSOLAR. **Indústria fotovoltaica lança módulos de até 800 W na SNEC 2020**. 2020. Disponível em: <http://www.canalsolar.com.br>.

CER. **Most powerful solar panels 2022**. 2022. Disponível em: <http://www.https://www.cleanenergyreviews.info/>.

CHEN, Guipeng; DENG, Yan; PENG, Hao; HE, Xiangning; WANG, Yousheng. An optimized modulation method for full-bridge/push-pull bi-directional dc-dc converter with wide-range zvs and reduced spike voltage. In: **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1247–1253. ISSN 1553-572X.

CHEN, Ren-Yi; LIANG, Tsorng-Juu; CHEN, Jiann-Fuh; LIN, Ray-Lee; TSENG, Kuo-Ching. Study and implementation of a current-fed full-bridge boost dc–dc converter with zero-current switching for high-voltage applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 44, n. 4, p. 1218–1226, 2008. ISSN 1939-9367.

CHOI, Woo-Young; KIM, Se-Min; PARK, Sung-Jun; KIM, Kwang-Heon; LIM, Young-Cheol. High step-up dc-dc converter with high efficiency for photovoltaic module integrated converter systems. In: **INTELEC 2009 - 31st International Telecommunications Energy Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–4.

DEVICES, CUI. **HSE-B20254-035H-01 Extruded Heat Sink**. 2023. Disponível em: <https://cuidevices.com/product/thermal-management/heat-sinks/board-level-heat-sinks/extruded-heat-sinks/hse-b20254-035h-01>.

EPE. **Matriz energética e elétrica**. 2021. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/>.

FILHO, Marcelo Gradella Villalva; Jonas Rafael Gazoli; Ernesto Ruppert. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009.

GRAOVAC, Dusan; PURSCHEL, Marco; KIEP, Andreas. **MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-sheet Parameters**. 2006.

HAN, Sang-Kyoo; YOON, Hyun-Ki; MOON, Gun-Woo; YOUN, Myung-Joong; KIM, Yoon-Ho; LEE, Kang-Hee. A new active clamping zero-voltage switching pwm current-fed half-bridge converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. jun, p. 1271–1279, 2005. ISSN 1941-0107.

HO, Carl Ngai-Man; BREUNINGER, Hannes; PETTERSSON, Sami; ESCOBAR, Gerardo; CANALES, Francisco. A comparative performance study of an interleaved boost converter using commercial si and sic diodes for pv applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 1, p. 289–299, 2013. ISSN 1941-0107.

IEA. **Snapshot of global pv markets 2022**. 2022. Disponível em: <http://www.iea.org/>.

INFINEON. **IPP110N20N3 G OptiMOS3 Power-Transistor**. 2011. Disponível em: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPP_I_110N20N3G_IPB107N20N3G-DS-v02_03-en.pdf.

INSTRUMENTS, Texas. **UCC5390 Single-Channel Isolated Gate Driver With UVLO Referenced to GND**. 2023. Disponível em: <https://www.ti.com/product/UCC5390>.

KIM, B.H. Kwon; E.H. High step-up resonant push-pull converter with high efficiency. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 3, p. 405–412, jan 2016. ISSN 1755-4535.

LI, Wuhua; HE, Xiangning. Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1239–1250, 2011. ISSN 1557-9948.

LIRIO, Luiz Eduardo Altoé. **CONTRIBUIÇÕES PARA ANÁLISE DE PERDAS EM CONVERSORES DE POTÊNCIA COM MOSFET**. set 2013. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, set 2013.

LIU, Bangyin; DUAN, Shanxu; CAI, Tao. Photovoltaic dc-building-module-based bipv system—concept and design considerations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 5, p. 1418–1429, MAI 2011. ISSN 1941-0107.

MAO, Hong; DENG, Songquan; ABU-QAHOUQ, J.; BATARSEH, I. Active-clamp snubbers for isolated half-bridge dc-dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. jun, p. 1294–1302, 2005. ISSN 1941-0107.

MORAES, Cassiano Ferro. **Projeto e implementação de um conversor cc-cc isolado com elevado ganho estático e rendimento para aplicação em microinversores fotovoltaicos**. jan. 2020. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, jan. 2020.

MORAIS, Rodrigo Natanael de. **Impacto da Geração Distribuída em Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica Visando a Minimização de Perdas Ativas e da Energia Não Suprída**. out 2022. Dissertação (Mestrado) — Universidade de João Del Rei, out 2022.

MULLER, Guilherme David. **Conversor MPPT de Estágio Único Conectado à Rede Elétrica Baseado no Conversor de Capacitor Flutuante**. 2023. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2023.

NEOSOLAR. **Energia solar fotovoltaica: tudo sobre**. 2021. Disponível em: <http://www.neosolar.com.br>.

NREL. **Solar Installed System Cost Analysis**. 2022. Disponível em: <https://www.nrel.gov/solar/market-research-analysis/solar-installed-system-cost.html>.

PEREIRA, NARLON XAVIER. **Desafios e perspectivas da energia solar fotovoltaica no Brasil: geração distribuída vs geração centralizada**. jan. 2019. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual Paulista Julio Mesquita Filho, jan. 2019.

PRASANNA, Udupi R.; RATHORE, Akshay K. Analysis, design, and experimental results of a novel soft-switching snubberless current-fed half-bridge front-end converter-based pv inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 7, p. 3219–3230, 2013. ISSN 1941-0107.

R, Prasanna U; RATHORE, Akshay K. Extended range zvs active-clamped current-fed full-bridge isolated dc/dc converter for fuel cell applications: Analysis, design, and experimental results. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 7, p. 2661–2672, jul 2013. ISSN 1557-9948.

RAMPINELLI, Giuliano Arns; KRENZINGER, Arno; ROMERO, Faustino Chenlo. Descrição e análise de inversores utilizados em sistemas fotovoltaicos. **Revista Ciências Exatas e Naturais**, v. 1, n. 15, p. 25–50, jun. 2013.

SARTORI, Hamilton Confortin. **Uma nova Metodologia de Projeto Para A Otimização Do Volume Do Conversor Boost PFC**. mar. 2009. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, mar. 2009.

SOUZA, Marcio Eli Moreira de. **Impactos da geração distribuída nas redes de baixa tensão**. jul. 2012. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, jul. 2012.

TESTON, Silvio Antonio. **Projeto, implementação e análise de um conversor CC-CC de alto rendimento para aplicações fotovoltaicas**. jan. 2016. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, jan. 2016.

TORRES, Regina Célia. **Energia solar fotovoltaica como fonte alternativa de geração de energia elétrica em edificações residenciais**. out 2012. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, out 2012.

TSENG, Kuo-Ching; HUANG, Chi-Chih. High step-up high-efficiency interleaved converter with voltage multiplier module for renewable energy system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 3, p. 1311–1319, mai 2014. ISSN 1557-9948.

VILLALVA, Marcelo Gradella; VILLALVA, Sergio Gradella; SILVA, Rafael Lima e; SIQUEIRA, Thais Gama de; FILHO, Ernesto Ruppert. Sistema fotovoltaico conectado à rede empregando inversor com tecnologia nacional e análise econômica da energia produzida. **8º Congresso sobre Geração Distribuída e Energia no Meio Rural - AGRENER**, v. 3, n. 2, p. 49–53, jan 2010.

VINNIKOV, Dmitri; CHUB, Andrii; LIIVIK, Elizaveta. Single-switch galvanically isolated step-up dc-dc converter for residential photovoltaic applications. In: **IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 6578–6582. ISBN 978-1-5090-3474-1.

WOLFSPEED. **C2M0080120D Silicon Carbide Power MOSFET C2MTM MOSFET Technology**. 2023. Disponível em: <https://www.wolfspeed.com/1200v-silicon-carbide-mosfets/c2m0080120d/>.

WOLFSPEED. **c3d12065a Gen 3 Discrete SiC Schottky Diode**. 2023. Disponível em: <https://www.wolfspeed.com/650v-silicon-carbide-schottky-diodes/c3d12065a/>.

WU, Qunfang; WANG, Qin; XU, Jialin; XU, Zilong. **Active-clamped zvs current-fed push-pull isolated dc/dc converter for renewable energy conversion applications**, v. 11, n. 2, p. 373–381, nov 2018. ISSN 1755-4535.

ZHAN, Tianwen; ZHANG, Yingchao; WEN, Wusong; ZHANG, Ruiwei; HE, Zhong. A novel passive lossless snubber for current-fed half-bridge isolated dc/dc converter. In: **2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1146–1150. ISBN 978-1-5090-1210-7.

APÊNDICE A – COMPARAÇÃO TEÓRICA COM O CONVERSOR PROPOSTO POR MORAES (2020)

Nessa seção é realizada uma comparação teórica com o conversor proposto por Moraes (2020), onde são apresentadas as semelhanças e as diferenças entre os conversores.

Ambos os circuitos principais são conversores meia ponte alimentados em corrente isolados, contendo duas chaves principais, S_1 e S_2 , dois indutores *boost*, L_1 e L_2 , um transformador de alta frequência, e um circuito retificador que foi substituído por circuito retificador dobrador de tensão, composto por dois diodos, D_1 e D_2 , e dois capacitores, C_1 e C_2 .

A diferença entre ambos os conversores consiste no circuito auxiliar, sendo que o circuito auxiliar proposto por Moraes (2020) é composto por um capacitor grampeador C_r que compartilha o terra com as chaves principais, conectado às chaves principais pelos diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} , a chave auxiliar S_a possui seu dreno ligado ao polo positivo de C_r , ao passo que sua fonte está conectada ao indutor auxiliar L_r , que por sua vez tem o outro extremo conectado ao terminal positivo da fonte de entrada, onde tais características são observadas na Figura 81-(a).

O circuito auxiliar proposto por Moraes (2020) é relativamente mais simples que o proposto nesse trabalho, devido ao fato que é um circuito auxiliar não-isolado. Seu indutor auxiliar é do tipo convencional, e não acoplado, sendo mais simples de ser adquirido, caso possua um valor comercial, ou mesmo de ser fabricado. Além do mais, o circuito auxiliar proposto nesse trabalho possui um elemento a mais que o circuito comparado, sendo esse o diodo, $D_{a,s}$, no secundário do indutor acoplado, como se pode observar na Figura 81-(b).

Na Tabela 7 encontram-se resumidos os valores teóricos dos parâmetros utilizados nas simulações desse trabalho e do trabalho proposto por Moraes (2020), ao passo que na Tabela 8 encontra-se os principais valores obtidos em ambas simulações. Nota-se que os valores teóricos de Moraes (2020) para os indutores *boost* são pouco menores do que neste trabalho, uma vez que a tensão de entrada definida como critério de projeto é maior no trabalho comparado com este. Além do mais, a razão cíclica utilizada nesse trabalho é maior devido ao fato da relação de transformação do transformador de alta frequência n ser maior, como abordado anteriormente.

Um dos parâmetros utilizados para o dimensionamento do capacitor grampeador é a indutância de dispersão do transformador de alta frequência. Uma vez que nesse trabalho o valor obtido após a implementação desse elemento magnético é maior do que o valor obtido

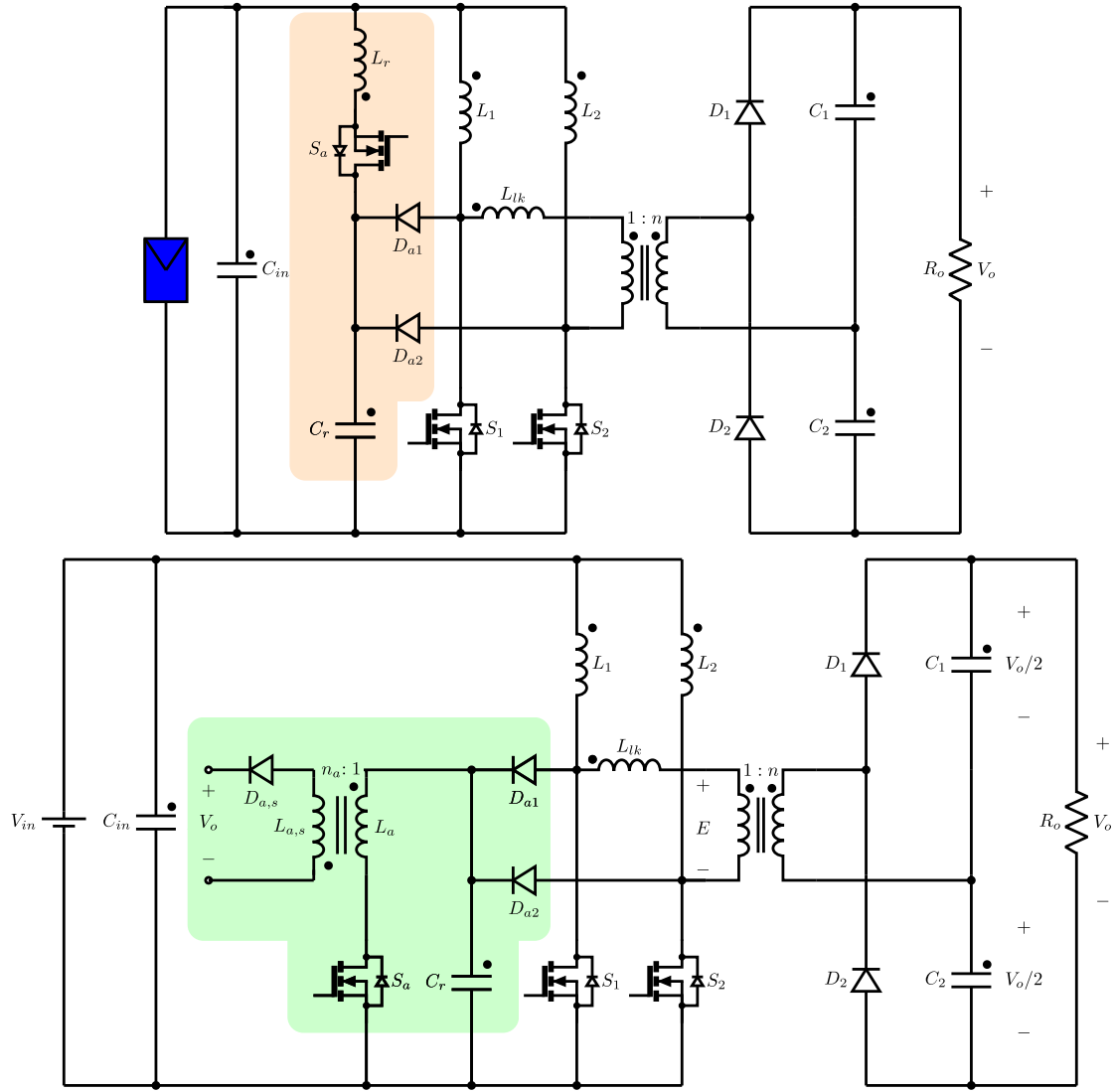


Figura 81 – (a) Circuito proposto por Moraes (2020); (b) circuito proposto neste trabalho.

Tabela 7 – Parâmetros Ideais dos Conversores Deste Trabalho e de Moraes (2020).

Parâmetro	Símbolo	Este Trabalho	Moraes (2020)
Tensão de entrada	V_{in}	37,8 V	38,1 V
Tensão de saída	V_o	400 V	400 V
Potência de entrada	P_{in}	350 W	350 W
Rendimento do circuito principal	η	95 %	95 %
Indutor <i>boost</i>	L_1, L_2	123,55 μH	118,10 μH
Capacitor dobrador de tensão	C_1, C_2	477,97 μH	457,20 μH
Relação de transformação do transformador de alta frequência	n	2,25 μH	2,2 μH
Indutância de dispersão do transformador de alta frequência	L_{lk}	1000 nH	620 nH
Razão cíclica das chaves principais	D	0,575	0,55
Potência de entrada do circuito auxiliar	$P_{a,in}$	3 % P_{in}	—
Tensão de grampeamento máxima	$V_{C_{r,max}}$	118,474 V	108,82 V
Capacitor grampeador	C_r	88,31 nF	32,39 nF
Indutor acoplado/auxiliar	L_a / L_r	32,249 μH	1,445 μH
Relação de transformação do indutor acoplado	n_a	1,0	—
Razão cíclica da chave auxiliar	D_a	0,1	0,155

Tabela 8 – Principais Valores Obtidos em Simulação Para os Conversores Propostos Neste Trabalho e por Moraes (2020).

Parâmetro	Símbolo	Este Trabalho	Moraes (2020)
Tensão de entrada	V_{in}	37,8 V	38,1 V
Tensão de saída	V_o	396,291 V	406,620 V
Potência de saída	P_{in}	333,934 V	346,069 W
Corrente máxima no indutor <i>boost</i>	$I_{L_{max}}$	5,203 A	5,828 A
Corrente média no indutor <i>boost</i>	$I_{L_{med}}$	4,321 A	4,988 A
Corrente máxima nas chaves principais	$I_{S_{max}}$	8,825 A	10,155 A
Corrente máxima nos diodos retificadores	$I_{D_{max}}$	2,264 A	2,569 A
Corrente máxima nos diodos auxiliares	$I_{D_{a,max}}$	5,068 A	5,828 A
Potência de entrada do circuito auxiliar	$P_{a,in}$	10,532 W	5,264 W
Tensão de grampeamento máxima	$V_{C_{r,max}}$	118,256 V	112,527 V
Corrente máxima no diodo auxiliar	$I_{L_{a,max}}/I_{L_{r,max}}$	1,743 A	12,040 A
Corrente máxima na chave auxiliar	$I_{S_{a,max}}$	1,743 A	12,040 A

por Moraes (2020), tal parâmetro contribui para que capacitância teórica obtida nesse trabalho fosse quase três vezes maior que do trabalho comparado. Entretanto, os valores teóricos de projeto se mantiveram relativamente próximos, $V_{C_{r,max}} = 118,474$ V para esse trabalho, e $V_{C_{r,max}} = 108,82$ V para o conversor proposto por Moraes (2020).

Devido às indutâncias *boost* nesse trabalho serem pouco maiores que do trabalho aqui comparado, os valores de corrente média e máxima foram pouco menores para o conversor proposto, onde isso acarreta em uma corrente máxima nas chaves principais mais baixa. Além do mais, devido à menor corrente nos indutores *boost*, as correntes máximas nos diodos retificadores e auxiliares também são menores, por consequência. O valor da tensão grampeada é muito similar para ambos os conversores, ao passo que a $V_{C_{r,max}}$ obtida para o trabalho comparado teve uma diferença de pouco mais de 4 V.

Outra diferença entre os circuitos se deve às correntes que fluem pelos seus respectivos indutores, e por consequência, suas chaves auxiliares. Enquanto que o valor máximo obtido na simulação desse trabalho foi obtido o valor de $I_{L_{a,max}} = 1,743$ A, também com erro insignificante, sendo esse valor de pico o mesmo para sua chave auxiliar, na simulação do conversor proposto por Moraes (2020) foi obtido $I_{L_{r,max}} = 12,040$ A.

Por fim, o circuito auxiliar proposto neste trabalho apresenta algumas vantagens em relação ao circuito proposto por Moraes (2020). A primeira delas é que, devido ao fato da chave auxiliar S_a compartilhar a fonte *source* com as fontes das chaves principais, S_1 e S_2 , elimina a necessidade de se utilizar *gate drivers* isolados. Outra vantagem é que a energia que seria dissipada no momento do desligamento das chaves principais, é realocada para a carga, diferentemente do circuito proposto por Moraes (2020) que essa energia é realocada para a entrada. Uma vez que ambos os conversores CC-CC são projetados para operar como barramento

CC entre um módulo solar fotovoltaico e um microinversor fotovoltaico, devido a característica de fonte de corrente de corrente dos módulos solares fotovoltaicos, esses não absorvem essa energia, ocasionando oscilações de tensão nos terminais de entrada.

APÊNDICE B – ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO COM NÃO-IDEALIDADES NOS SEMICONDUTORES E MAGNÉTICOS

Ao realizar o equacionamento matemático, na maioria dos trabalhos encontrados na literatura, considera-se que os semicondutores e os elementos magnéticos são componentes ideais afim de tornar tal procedimento menos complexo. Entretanto, sabe-se que os elementos reais possuem não-idealidades tais como indutâncias, capacitâncias, resistências não-lineares, etc. Portanto, nessa seção, é analisado o conversor proposto com a influência das principais não-idealidades dos semicondutores e magnéticos e as ressonâncias mais significativas.

Na Figura 82 encontra-se o conversor proposto descrito ao longo desse texto, porém, agora são mostradas as capacitâncias de saída e as indutâncias de dispersão nas chaves, a capacitância paralela e a indutância de dispersão do indutor acoplado, e as capacitâncias de junção com os diodos. C_{j,D_1} e C_{j,D_2} são as capacitâncias de junção dos diodos retificadores D_1 e D_2 , respectivamente; $C_{j,D_{a1}}$, $C_{j,D_{a2}}$ e $C_{j,D_{a,s}}$ são as capacitâncias de junção dos diodos auxiliares D_{a1} , D_{a2} e $D_{a,s}$, respectivamente; C_{o,S_1} e C_{o,S_2} são as capacitâncias de saída das chaves principais S_1 e S_2 , respectivamente; $L_{lk,1}$ e $L_{lk,2}$ são as indutâncias de dispersão das chaves principais S_1 e S_2 , respectivamente; C_{o,S_a} é a capacitância de saída da chave auxiliar S_a ; $C_{L,a}$ e $L_{lk,a}$ são a capacitância paralela e a indutância de dispersão do indutor acoplado, respectivamente.

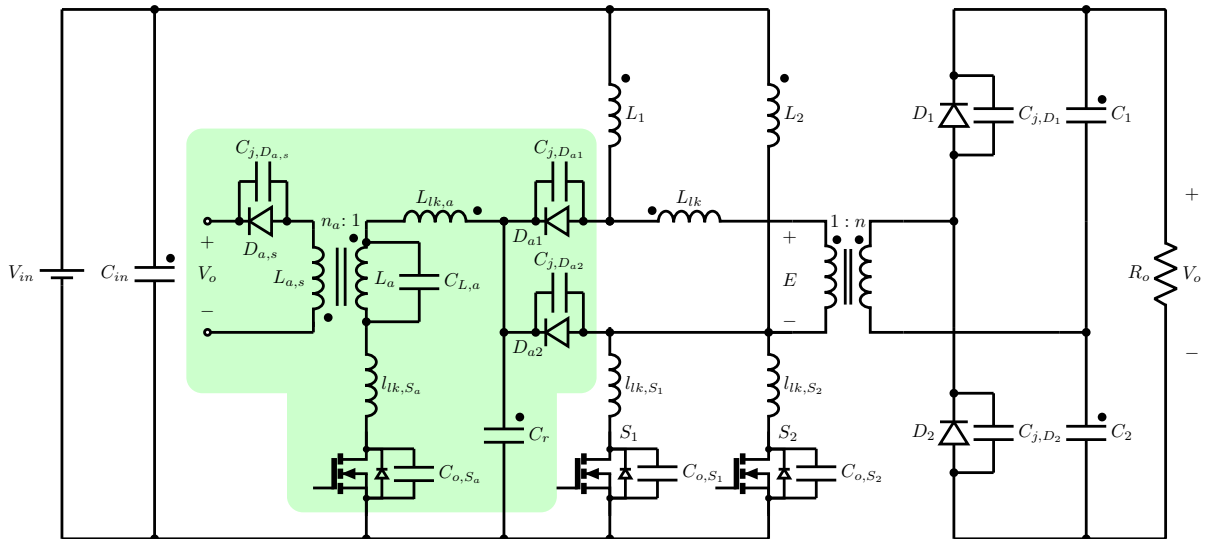


Figura 82 – Conversor proposto com as não-idealidades nas chaves e elementos magnéticos.

Considerando o momento que S_2 está ligada e S_1 está em transição do estado desligado para o estado ligado, nesse pequeno período de tempo o capacitor de saída da chave S_1 , C_{o,S_1}

descarrega a energia armazenada em si para o indutor de dispersão da chave S_1 , L_{lk,S_1} , onde esse indutor começa a ressonar com o indutor de dispersão da chave S_2 , L_{lk,S_2} , e com o indutor de dispersão do transformador de alta frequência, L_{lk} , permanecendo nessa ressonância durante todo o período de tempo em que ambas as chaves conduzem. No momento que S_2 inicia a transição do estado de ligado para desligado, essa ressonância é cessada, e o capacitor de saída da chave S_2 , C_{o,S_2} é carregado. Na sequência, C_{o,S_2} ressona com ondulação de baixa amplitude com L_{lk,S_2} , ao passo que C_{o,S_1} ressona com L_{lk,S_1} , também com uma ondulação de baixa amplitude. O cenário descrito acima pode ser visto na Figura 83.

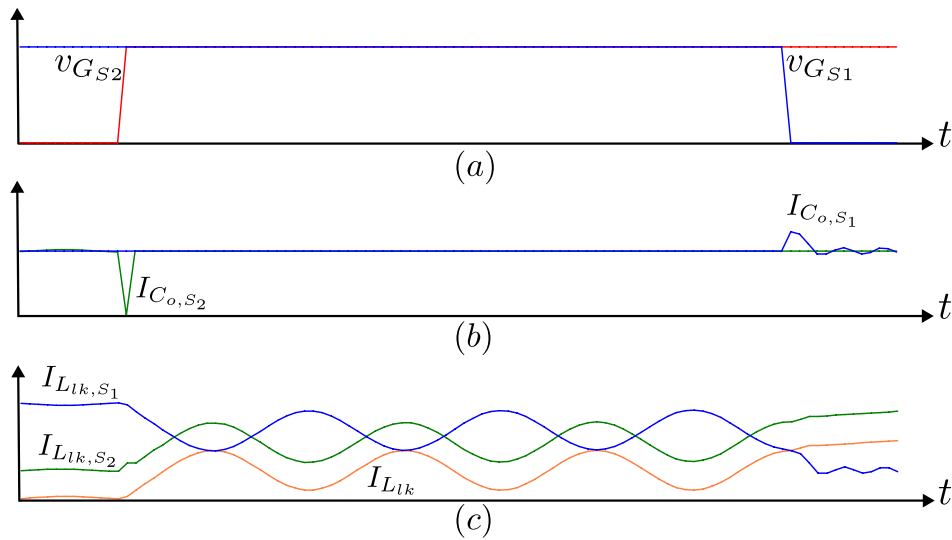


Figura 83 – Formas de onda das ressonâncias ocorridas devido às capacitâncias de saída e às indutâncias de dispersão na chaves principais. (a) Formas de onda dos acionamentos das chaves principais S_1 e S_2 ; (b) formas de onda das correntes nos capacitores de saída das chaves principais C_{o,S_1} e C_{o,S_2} ; (c) formas de onda das correntes nas indutâncias de dispersão das chaves principais L_{lk,S_1} e L_{lk,S_2} , e do transformador de alta frequência, L_{lk} .

Na Figura 83-(a) se encontra a forma de onda de acionamento da chave principal S_2 no momento em que essa passa do estado desligado para o estado ligado, e a forma de onda de acionamento da chave principal S_1 no momento em que essa passa do estado ligado para o estado desligado. Na Figura 83-(b) são observadas as formas de onda das correntes nas capacitâncias de saída das chaves principais S_1 e S_2 . E, por fim, na figura 83-(c) são observadas as formas de onda nas indutâncias de dispersão das chaves principais S_1 e S_2 , e do transformador de alta frequência.

Os capacitores de junção dos diodos retificadores, C_{j,D_1} e C_{j,D_2} , começam a ressonar pouco depois de ambas as chaves principais estarem ambas ligadas, como se observa na Figura 84. Esses capacitores ressonam tanto com o indutores de dispersão do transformador de alta frequência, L_{lk} , onde isso se deve a relação de transformação do transformador, n , e também

ressonam com os capacitores do circuito retificador dobrador de tensão, C_1 e C_2 , onde devido ao processo de alimentar a carga, sua onda não é perfeitamente senoidal.

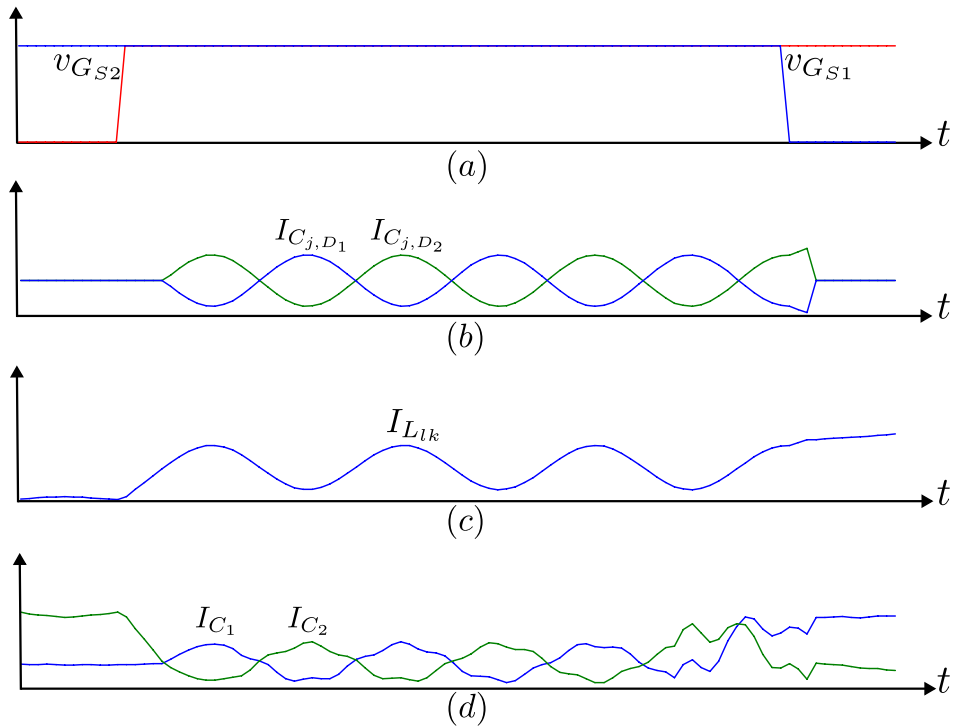


Figura 84 – Formas de onda das ressonâncias ocorridas devido às capacitâncias de junção dos diodos retificadores, à indutância de dispersão do transformador de alta frequência e dos capacitores dobradores de tensão. (a) Formas de onda dos acionamentos das chaves principais S_1 e S_2 ; (b) formas de onda das correntes nos capacitores de junção dos diodos retificadores $C_{j,D1}$ e $C_{j,D2}$; (c) forma de onda da corrente na indutância de dispersão do transformador de alta frequência, L_{lk} ; (d) formas de onda das correntes nos capacitores dobradores de tensão C_1 e C_2 .

Na Figura 84-(a) se encontra a forma de onda de acionamento da chave principal S_2 no momento em que essa passa do estado desligado para o estado ligado, e a forma de onda de acionamento da chave principal S_1 no momento em que essa passa do estado ligado para o estado desligado. Na Figura 84-(b) são observadas as formas de onda das correntes nas capacitâncias de junção dos diodos retificadores D_1 e D_2 . Na figura 84-(c) é observada a corrente na indutância de dispersão no transformador de alta frequência. E, por fim, na Figura 84-(d) são observadas as formas de onda das correntes nos capacitores do circuito retificador dobrador de tensão C_1 e C_2 .

No circuito auxiliar, onde as formas de onda referentes às ressonâncias são observadas na Figura 85, logo antes da chave auxiliar S_a realizar a transição do estado desligado para o estado ligado, os capacitores de junção dos diodos auxiliares D_{a1} e D_{a2} , $C_{j,D_{a1}}$ e $C_{j,D_{a2}}$ estão ressonando com uma ondulação desprezível. O capacitor paralelo do indutor acoplado, $C_{L,a}$ está descarregando a energia armazenada em si, e fornecendo ao indutor de dispersão do indutor acoplado, $L_{lk,a}$, onde essa corrente flui até o capacitor de saída da chave auxiliar, C_{o,S_a} ,

carregando-o.

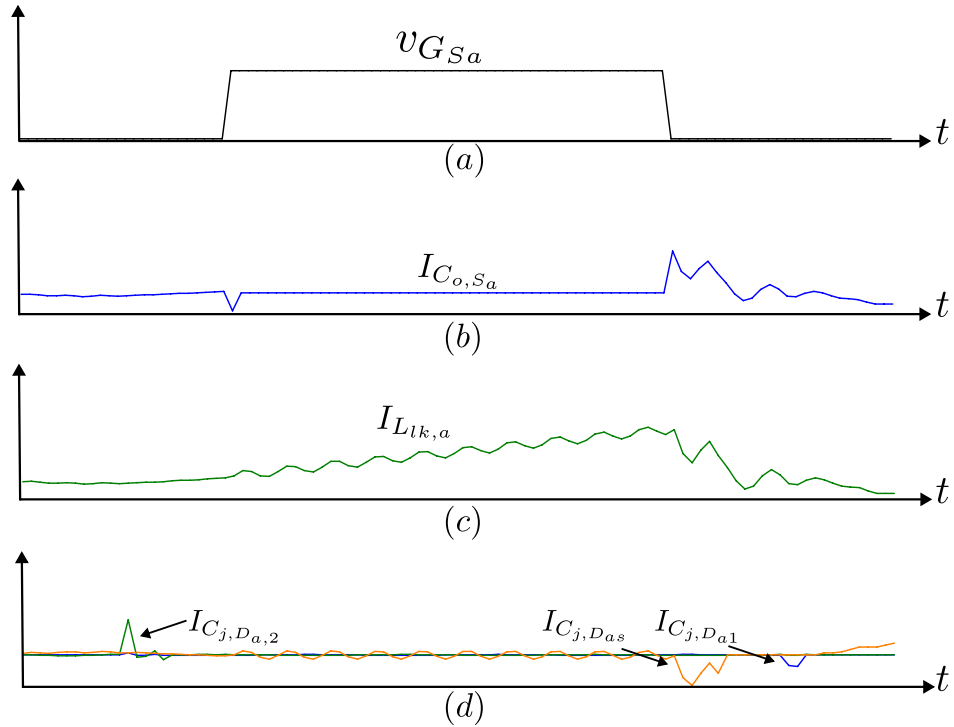


Figura 85 – Formas de onda das ressonâncias ocorridas devido às capacitâncias de junção dos diodos retificadores, à indutância de dispersão do transformador de alta frequência e dos capacitores dobradores de tensão. (a) Formas de onda do acionamento da chave auxiliar S_a ; (b) formas de onda da corrente no capacitor de saída da chave auxiliar C_{o,S_a} ; (c) forma de onda da corrente na indutância de dispersão do indutor auxiliar $L_{lk,a}$; (d) formas de onda das correntes nos capacitores de junção dos diodos auxiliares $C_{j,D_{a,1}}$, $C_{j,D_{a,2}}$ e $C_{j,D_{a,s}}$.

Na Figura 85-(a) se encontra a forma de onda de acionamento da chave auxiliar S_a . Na Figura 85-(b) se observa a forma de onda da corrente na capacitância de saída da chave auxiliar S_a . Na figura 85-(c) é observada a corrente na indutância de dispersão da chave auxiliar S_a . E, por fim, na Figura 85-(d) são observadas as formas de onda das correntes nos capacitores de junção nos diodos auxiliares $D_{a,1}$, $D_{a,2}$ e $D_{a,s}$.

No momento que a chave está realizando a transição de do estado desligado para o estado ligado, a energia armazenada em C_{o,S_a} é descarregada totalmente. Na sequência, no momento que a chave S_a está conduzindo, enquanto o enrolamento primário, L_a , é carregado, ocorre uma ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância paralela do indutor acoplado, $L_{lk,a}$ e $C_{L,a}$, respectivamente, no primário do indutor acoplado, enquanto que no secundário a capacitância de junção do diodo auxiliar, $C_{j,D_{a,s}}$, também faz parte desse circuito ressonante.

No período que a chave auxiliar está em transição do estado ligado para o estado desligado, o capacitor C_{o,S_a} é carregado novamente. O indutor acoplado descarrega a energia

armazenada no primário instantaneamente para o secundário. Nos primeiros instantes, os capacitores C_{o,S_a} e $C_{L,a}$ carregam e descarregam a energia que armazenam no indutores $L_{S,a}$ e $L_{lk,a}$, ressonando e causando um pequeno atraso e perda de energia ao fornece-la para a carga. Por fim, $L_{lk,a}$ e $C_{L,a}$ ressonam até o início do próximo período de chaveamento de S_a .

B.1 EFEITO DAS CAPACITÂNCIAS DE JUNÇÃO DOS DIODOS

As ressonâncias ocorridas nos semicondutores geram perdas, afetando a eficiência do semicondutor, mesmo que de forma pouco significativa. O efeito das ressonâncias é pouco explorado na literatura. Entretanto, sem a necessidade de implementação de circuitos grampeadores, o que poderia degradar ainda mais o rendimento do conversor, pode-se reduzir a amplitude das ressonâncias aumentando o valor da impedância ressonante, encontrada na equação (194), onde $L_{lk,s}$ é a indutância de dispersão do transformador de alta frequência referida ao secundário, e $C_{j,D}$ a capacitância de junção do diodo retificador D_1 .

$$Z_s = \sqrt{\frac{L_{lk,s}}{C_{j,D}}} \quad (194)$$

Há duas formas de aumentar o valor da impedância de ressonância Z_s . A primeira é aumentar o valor da indutância de dispersão do transformador de alta frequência, mas isso exige a implementação do transformador com controle do valor da indutância de dispersão, o que não é trivial. A segunda é utilizar diodos com menor valor de capacitância de junção. O diodo utilizado para a circuito retificador foi o C3D12065A, da fabricante Wolfspeed Inc., onde o valor do capacitor de junção desse modelo é $C_{j,D} = 90$ pF. Na Figura 86-(a) pode-se observar as formas de onda da tensão e corrente no diodo retificador D_1 , onde a corrente foi multiplicada por 150 para melhor visualização, sendo elas simuladas utilizando o software Altair Psim.

Como se pode observar na Figura 86-(b), ao simular o mesmo circuito com metade do valor das capacitâncias de junção dos diodos retificadores, ou seja, $C_{j,D} = 45$ pF, a amplitude das ressonâncias diminuíram, principalmente na forma de onda da corrente. Portanto, ao se reduzir a amplitudes das ressonâncias, pode-se reduzir a interferência eletromagnética e as perdas. Entretanto, se os componentes disponíveis para implementação não tiverem capacitâncias com valores baixos o suficiente para que interferências eletromagnéticas sejam insignificantes ou inexistentes, circuitos grampeadores devem ser utilizados, aumentando o volume, peso,

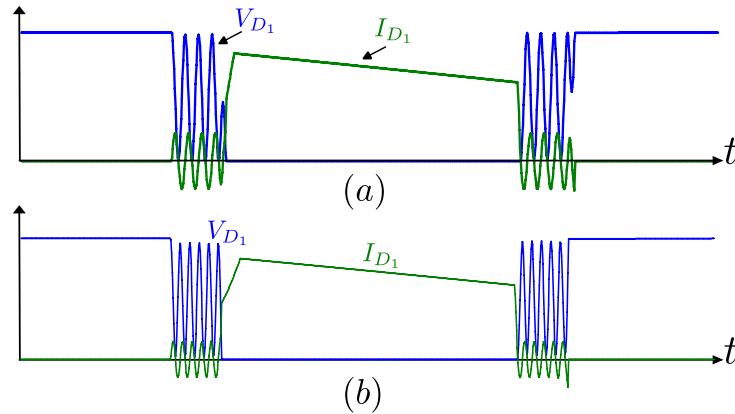


Figura 86 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo retificador D_1 com ressonâncias: (a) $C_{j,D} = 90$ pF; (b) $C_{j,D} = 45$ pF.

complexidade e preço do conversor proposto.

B.2 EFEITO DAS CAPACITÂNCIAS DE SAÍDA DAS CHAVES

As Figuras 69 e 74 mostram as formas de onda da tensão e corrente sobre as chaves S_1 e S_a , respectivamente, onde se observam para cada um desses semicondutores três ressonâncias diferentes, às quais estão destacadas na Figura 87.

Tais ressonâncias sobre a tensão e corrente nas chaves principais ocorrem devido às capacitâncias de junção presente nos diodos retificadores, $C_{j,D}$ às capacitâncias de saída das chaves principais, $C_{o,S}$, à capacitância de saída da chave auxiliar, C_{o,S_a} , e a indutância presente no capacitor retificador, L_{C_r} . Para a chave auxiliar, as ressonâncias encontradas são causadas pela sua própria capacitância de saída, C_{o,S_a} , capacitância paralela do indutor acoplado, $C_{L_{lk,a}}$, e a indutância de dispersão do indutor acoplado, $L_{lk,a}$.

Assim como para os diodos retificadores, as ressonâncias geram perdas, impactando no rendimento do conversor. Na Figura 87-(a) encontram-se as formas de onda das tensões e correntes para as chaves principal S_1 e auxiliar S_a , com as ressonâncias destacadas, e as respectivas capacitâncias e indutâncias que causam essas ondulações. O modelo utilizado para as chaves principais é IPP110N20N3, da fabricante Infineon Technologies, que possui uma capacitância de saída de $C_{o,S} = 503$ pF, ao passo que o modelo utilizado para a chave auxiliar foi C2M0080120A, da Wolfspeed Inc., que possui uma capacitância de saída de $C_{o,S_a} = 92$ pF. Utilizando o RLC Meter 4263B, a indutância do capacitor grampeador foi mensurada em $L_{C_r} = 10$ nH, a capacitância paralela do indutor acoplado foi mensurada em $C_{L_a} = 40$ pF, e para indutância de dispersão do indutor acoplado foi obtido o valor de $L_{lk,a} = 500$ nH.

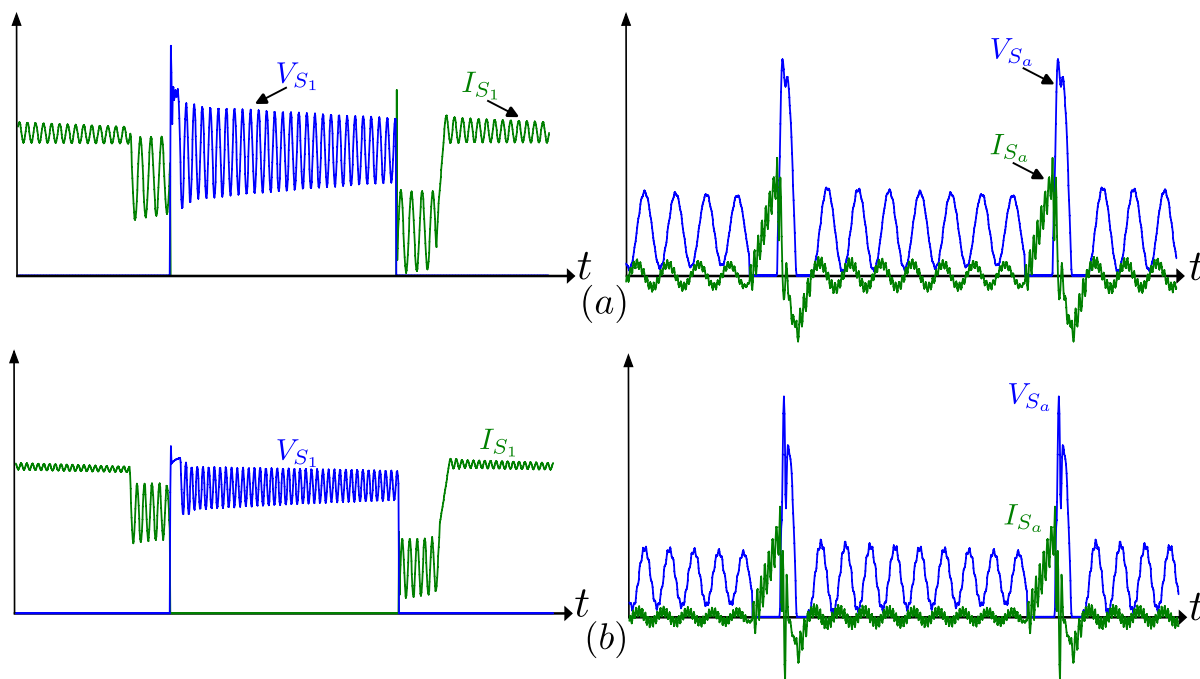


Figura 87 – Formas de onda da tensão e corrente na chave principal S_1 e auxiliar S_a com ressonâncias simuladas com: (a) valores nominais para capacitâncias dos semicondutores: $C_{o,S} = 503$ pF, $C_{o,S_a} = 92$ pF, e $C_{j,D} = 90$ pF (b) metade dos valores nominais para capacitâncias dos semicondutores: $C_{o,S} = 256,5$ pF, $C_{o,S_a} = 46$ pF, e $C_{j,D} = 45$ pF.

Ao simular o mesmo circuito com metade dos valores das capacitâncias dos semicondutores mencionados acima, verificou-se que as ressonâncias na chave principal tiveram sua amplitude diminuída, devido ao fato da impedância de ressonância aumentar de valor. Para a chave auxiliar, a diminuição das amplitudes das ressonâncias aconteceram, mas foram menos significativas. Entretanto, nota-se que uma sobretensão pouco maior quando a capacitância foi diminuída. Isso se deve à capacitância de saída da chave auxiliar opera como um capacitor grampeador, evitando picos de tensão elevados sobre si. Por esse motivo nesse circuito não se faz necessária a utilização de um circuito grampeador específico para essa função, pois a capacitância de saída realiza esse trabalho. Ao se escolher uma chave com capacitância menor, as ressonâncias passam a ter amplitudes menores, com o custo de se ter picos de tensão maiores.

APÊNDICE C – PROJETO FÍSICO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

O objetivo do núcleo magnético é fornecer um caminho adequado para o fluxo magnético, entre os quais geralmente destacam-se o ferrite e as lâminas de ferro-silício, onde o primeiro é usado para altas frequências, ao passo que o segundo é utilizado em elementos de baixa frequência. Devido à operação do circuito principal e auxiliar operarem com frequências da ordem de centenas de kHz , optou-se por utilizar um núcleo de ferrite para os elementos magnéticos desse trabalho. Entretanto, vale ressaltar que esse material apresenta como desvantagens em relação ao núcleo de lâminas de ferro-silício baixa densidade de fluxo de saturação ($0,3 T$), e baixa robustez a choques mecânicos.

Na Figura 88 se observa um núcleo do tipo EE. A seção transversal do núcleo é denominada A_e e a área de janela é denominada A_w .

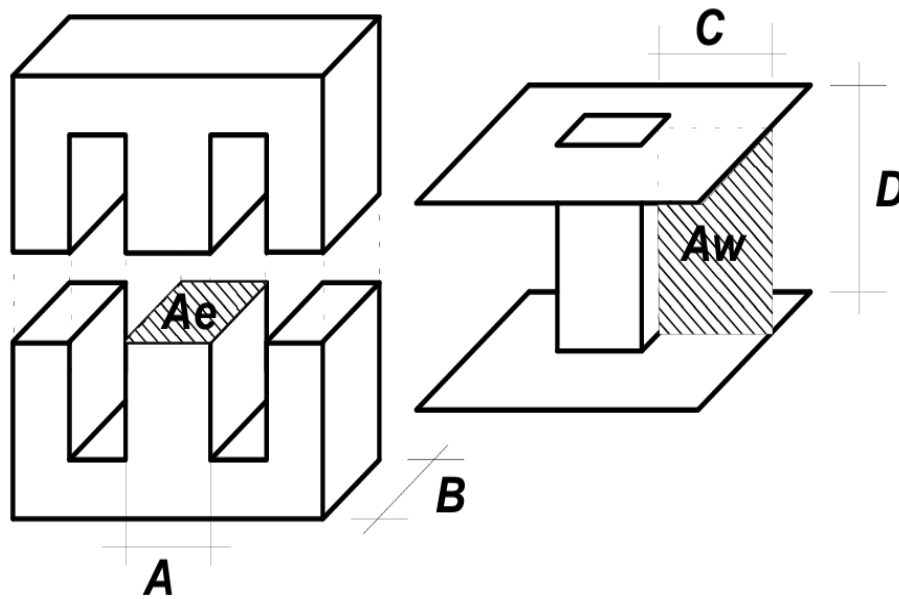


Figura 88 – Núcleo magnético do tipo EE.

O projeto físico dos elementos magnéticos é baseado nas Leis de Àmpere e de Faraday, as quais são definidas através das equações (195) e (196), respectivamente, onde H é o campo magnético, l o comprimento do condutor, N é o número de espiras, i é a corrente que flui pelas espiras, v_p a tensão sobre o elemento, e ϕ é fluxo magnético.

$$\oint H dl = Ni \quad (195)$$

$$v_p(t) = N \frac{d\phi(t)}{dt} = N \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (196)$$

Além disso, considera-se a relação entre tensão e corrente, e a relação entre indução magnética e campo magnético, determinadas pelas equações (197) e (198), sendo L a indutância, μ a permeabilidade, e B o fluxo magnético.

$$v_p(t) = L \frac{di(t)}{dt} = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (197)$$

$$B = \mu H \quad (198)$$

Uma vez que os fios utilizados na implementação dos elementos magnéticos possuem seção transversal circular, estes não irão ocupar toda área disponível da área de janela, sendo necessário definir um fator de utilização dessa área, denominado fator de janela, k_w , onde é definido através da equação (199), sendo A_p a seção transversal do enrolamento.

$$k_w = \frac{A_p}{A_w} \quad (199)$$

A densidade máxima de corrente, J_{max} , é determinada de acordo com valor eficaz da corrente que passa pelo elemento, $I_{L_{efi}}$, conforme observado em (200).

$$J_{max} = \frac{NI_{L_{efi}}}{A_p} \quad (200)$$

Utiliza-se entreferro com material isolante com objetivo de evitar a saturação do núcleo e variações no valor da indutância conforme varia a permeabilidade do núcleo de acordo com a temperatura e ponto de operação. O comprimento do entreferro, calculado em cm, é determinado através da equação (201), sendo a permeabilidade do ar $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m].

$$l_{gap} = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{L} 10^{-2} \quad (201)$$

O processo de seleção do condutor leva em conta o fenômeno conhecido como efeito *skin*. À medida que a frequência de chaveamento aumenta, a corrente tende a se concentrar na superfície externa do condutor, resultando em uma redução da densidade de corrente no núcleo, que, por sua vez, diminui a área efetiva do condutor. O diâmetro máximo que o condutor deve possuir para mitigar esse efeito, Φ_{skin} , calculado em cm, é determinado de acordo com (202), sendo ρ_{fio} a resistividade do material, μ_r a permeabilidade magnética do material, e f_s a frequência de chaveamento da corrente que fluirá pelo condutor.

$$\Phi_{skin} = 2\sqrt{\frac{\rho_{fio}}{\pi\mu_0\mu_rf_s}} \quad (202)$$

O número de condutores em paralelo, n_{cond} , necessário para evitar o aumento da temperatura, é calculado com base na equação (203). A_{skin} representa a área do condutor escolhido, dada em cm^2 , e é dimensionada de modo a respeitar o efeito *skin*.

$$n_{cond} = \frac{I_{efi}}{J_{max}A_{skin}} \quad (203)$$

Pode-se calcular as perdas por condução através da equação (204), onde l_{esp} é o comprimento médio de uma espira.

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fio}l_{esp}N}{n_{cond}} \quad (204)$$

O equacionamento apresentado acima é utilizado para o projeto de qualquer elemento magnético, seja ele um transformador, indutor ou indutor acoplado. Entretanto, alguns outros parâmetros ainda devem ser determinados de acordo com suas características e funções específicas. Para esse trabalho todos os elementos magnéticos foram implementados utilizando núcleos de ferrite do tipo EE.

C.1 PROJETO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

O projeto do transformador de alta frequência inicia definindo que, quando a tensão sobre seus terminais for diferente de zero, esse valor pode ser considerado constante. Portanto, considerando que a tensão no primário do transformador é a tensão de saída com respeito à

relação de transformação, a equação (196) pode ser reescrita como se observa em (205), sendo N_p o número de espiras do primário do transformador, e $\Delta\phi$ a variação de fluxo magnético, definida pela equação (206), onde ΔB é a variação da densidade do fluxo magnético.

$$\frac{V_o}{2n} = N_p \frac{\Delta B A_e}{\Delta t} \quad (205)$$

$$\Delta\phi = \Delta B A_e \quad (206)$$

Para encontrar a quantidade de espiras para o enrolamento primário, a equação (205) é manipulada, como se observa em (207), onde deve ser levado em consideração o tempo em que há tensão sobre os terminais do transformador.

$$N_p = \frac{V_o(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)}{2n\Delta B A_e} \quad (207)$$

A área do primário do transformador é determinada conforme a equação (208), onde k_p é o fator de ocupação do primário.

$$A_p = A_w k_w k_p \quad (208)$$

Tomando como verdade a igualdade presente em (209), sendo I_{efi_p} a corrente eficaz no enrolamento primário do transformador, a equação (207) é reescrita de acordo com (210).

$$N_p I_{efi_p} = A_p J = A_w k_w k_p J \quad (209)$$

$$N_p = \frac{A_w k_w k_p J}{I_{efi_p}} \quad (210)$$

Uma vez que N_p é determinado, ao reescrever (207) pode-se isolar A_e como se observa em (211), e a partir de (209) encontra-se a equação que determina A_w , visto em (212).

$$A_e = \frac{V_o(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)}{2n\Delta B N_p} \quad (211)$$

$$A_w = \frac{N_p I_{efi_p}}{k_w k_p J} \quad (212)$$

Portanto, multiplicando as equações 211 e 212, encontra-se o produto $A_e A_w$ para o transformador de alta frequência, conforme se observa através da equação (213).

$$A_e A_w = \frac{V_o I_{efi_p} (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)}{2n \Delta B J k_w k_p} \quad (213)$$

Por fim, o número de espiras do enrolamento secundário é determinado multiplicando N_p pela relação de transformação definida n , resultando em (214).

$$N_s = n N_p \quad (214)$$

Conforme os parâmetros definidos como critérios de projeto, apresentados na tabela 2, definindo $k_p = 0,5$, $k_w = 0,7$, $J = 450 \text{ A/cm}^2$, e $\Delta B = 0,174 \text{ T}$, conforme análise feita por Teston (2016). Portanto, o produto $A_e A_w$ é calculado como observado em (215).

$$A_e A_w = \frac{400 \times [4,6 \times (0,189 + 4,06 + 0,04) \times 10^{-6}]}{2 \times 2,25 \times 0,174 \times 450 \times 0,7 \times 0,5} \times 10^4 = 0,641 \text{ cm}^4 \quad (215)$$

Considerando o valor calculado para $A_e A_w$, foi escolhido o núcleo EE 42/21/15-IP12R, o qual possui as seguintes características $A_e = 1,81 \text{ cm}^2$, $A_w = 1,45 \text{ cm}^2$ e $A_e A_w = 2,62 \text{ cm}^4$. O comprimento médio de uma espira para o carretel utilizado junto a esse núcleo é de $l_{esp} = 8,7 \text{ cm}$.

Através da equação (216) se encontra o número de espiras para o enrolamento primário, e em (217) o número de espiras para o enrolamento secundário.

$$N_p = \frac{400 \times [(0,189 + 4,06 + 0,04) \times 10^{-6}]}{2 \times 2,25 \times 0,174 \times 4,6} \times 10^4 \approx 12 \text{ espiras} \quad (216)$$

$$N_s = 2,25 \times 12 \approx 27 \text{ espiras} \quad (217)$$

Uma vez que o material utilizado para se construir os indutores é o cobre, Φ_{skin} é determinado em (232).

$$\Phi_{skin} = 2\sqrt{\frac{1,72 \times 10^{-4}}{\pi \times (4 \times \pi \times 10^{-7}) \times 1 \times (100 \times 10^3)}} = 0,0417 \text{ cm} \quad (218)$$

Dessa forma, considerando o efeito *skin*, o condutor utilizado na implementação do transformador deve ter diâmetro máximo de 0,0417 cm. Portanto, para que o efeito *skin* seja obedecido, para o transformador de alta frequência foi escolhido o condutor AWG 27.

O número de condutores em paralelo para os enrolamentos primário e secundário são calculados de acordo com as equações (219) e (220), respectivamente.

$$n_{cond,p} = \frac{4,6}{450 \times (1,021 \times 10^{-3})} \approx 10 \text{ condutores} \quad (219)$$

$$n_{cond,s} = \frac{4,6}{2,25 \times 450 \times (1,021 \times 10^{-3})} \approx 4 \text{ condutores} \quad (220)$$

Por fim, os valores teóricos para as resistências do cobre do transformador de alta frequência são observados em (222).

$$R_{cobre,trafo,prim} = \frac{(1,72 \times 10^{-4}) \times 8,7 \times 12}{10} = 2 \text{ m}\Omega \quad (221)$$

$$R_{cobre,trafo,sec} = 2,25^2 \frac{(1,72 \times 10^{-4}) \times 8,7 \times 12}{10} = 10,125 \text{ m}\Omega \quad (222)$$

Após a implementação, as resistências mensuradas dos enrolamentos primário e secundário foram 210 m Ω e 1,064 Ω , respectivamente.

C.2 PROJETO DOS INDUTORES BOOST

O projeto dos indutores *boost* é similar ao do transformador de alta frequência. Inicialmente, iguala-se as equações (196) e (197), onde N_L é o número de espiras do indutor *boost*, e Δi_L é a variação de corrente que flui por esse elemento.

$$N_L \Delta \phi = L \Delta i_L \quad (223)$$

Uma vez que se tem a maior densidade de fluxo magnético, B_{max} , quando a corrente no indutor está em seu valor máximo, $I_{L_{max}}$, e inserindo a equação (206) em (223), obtem-se (224).

$$N_L B_{max} A_e = L I_{L_{max}} \quad (224)$$

Reescrevendo (224) encontra-se a expressão que determina o número de espiras observado em (225).

$$N_L = \frac{L I_{L_{max}}}{B_{max} A_e} \quad (225)$$

Na equação (226) encontra-se outra equação para calcular o número de espiras do indutor *boost*, onde tal equação foi obtida a partir da equação (200).

$$N_L = \frac{A_p J_{max}}{I_{L_{efi}}} \quad (226)$$

Substituindo a equação (199) na (226), resulta em (227).

$$N_L = \frac{k_w A_w J_{max}}{I_{L_{efi}}} \quad (227)$$

Portanto, igualando as equações (225) e (227), e rearranjando alguns termos, o produto $A_e A_w$ mínimo, calculado em cm^4 , é determinado através da equação (228).

$$A_e A_w = \frac{L I_{L_{efi}} I_{L_{max}}}{B_{max} J_{max} k_w} \quad (228)$$

Utilizando os resultados obtidos na seção 3.3 para a indutância, corrente eficaz e máxima no indutor *boost*, e definindo $B_{max} = 0,174$, $k_w = 0,7$, $J = 450$ A/cm², o produto $A_e A_w$ é calculado como observado em (229).

$$A_e A_w = \frac{(123,5 \times 10^{-6}) \times 4,6 \times 5,278}{0,174 \times 450 \times 0,7} \times 10^4 = 0,317 \text{ cm}^4 \quad (229)$$

Considerando o valor calculado para $A_e A_w$, foi escolhido o núcleo EE 30/15/14-IP12R, o qual possui as seguintes características $A_e = 1,2$ cm², $A_w = 0,85$ cm² e $A_e A_w = 1,02$ cm⁴. O comprimento médio de uma espira para o carretel utilizado junto a esse núcleo é de $l_{esp} = 6,7$ cm.

Utilizando os parâmetros do núcleo escolhido, a quantidade de espiras, utilizadas tanto para L_1 quanto para L_2 , é calculada de acordo com (230).

$$N_L = \frac{(123,5 \times 10^{-6}) \times 5,278}{0,3 \times 1,2} \times 10^4 \approx 18 \text{ espiras} \quad (230)$$

O valor do entreferro é dimensionado de acordo com (231).

$$l_{gap} = \frac{18^2 \times (4 \times \pi \times 10^{-7}) \times 1,2}{123,5 \times 10^{-6}} \times 10^{-2} = 0,033 \text{ cm}^2 \quad (231)$$

Assim como para o transformador de alta frequência, o material utilizado para se construir os indutores é o cobre, Φ_{skin} é determinado em (232).

$$\Phi_{skin} = 2 \sqrt{\frac{1,72 \times 10^{-4}}{\pi \times (4 \times \pi \times 10^{-7}) \times 1 \times (100 \times 10^3)}} = 0,033 \text{ cm} \quad (232)$$

Também foi escolhido o condutor AWG 27 para a implementação do indutor *boost*.

O número de condutores que deve utilizado para o valor de indutância projetado, núcleo e fio escolhidos é calculado de acordo com (233).

$$n_{cond} = \frac{4,6}{450 \times (1,021 \times 10^{-3})} \approx 10 \text{ condutores} \quad (233)$$

Por fim, o valor teórico para a resistência do cobre do indutor *boost* é observado em (234).

$$R_{cobre,L} = \frac{(1,72 \times 10^{-4}) \times 6,7 \times 18}{10} = 2,1 \text{ m}\Omega \quad (234)$$

Após a construção dos indutores *boost*, a indutância resultante para L_1 foi igual a $L_1 = 149 \mu\text{H}$, ao passo que a resistência série obtida foi de $185 \text{ m}\Omega$. Para o indutor L_2 , a indutância obtida foi de $L_2 = 151 \mu\text{H}$, enquanto que sua resistência série foi mensurada como $181 \text{ m}\Omega$.

C.3 PROJETO DO INDUTOR ACOPLADO

O projeto do indutor acoplado é similar ao do indutor *boost*, porém possui n enrolamentos acoplados ao primário. Nesse trabalho o indutor acoplado possui apenas primário e secundário, onde o número de espiras do secundário é determinado de acordo com a equação (235), onde $N_{L_{a,p}}$ é o número de espiras do enrolamento primário, $N_{L_{a,s}}$ é a relação de espiras do enrolamento secundário, e n_a é a relação de transformação, onde esse valor foi definido como sendo unitário.

$$N_{L_{a,s}} = n_a N_{L_{a,p}} \quad (235)$$

Considerando-se a utilização do núcleo de ferrite do tipo EE, a indutância projetada e o esforço máximo de corrente em L_a , o produto $A_e A_w$ é calculado como observado em (236).

$$A_e A_w = \frac{(32,459 \times 10^{-6}) \times 0,375 \times 1,799}{0,174 \times 450 \times 0,7} \times 10^4 = 0,0023 \text{ cm}^4 \quad (236)$$

Considerando o valor calculado para $A_e A_w$, foi escolhido o núcleo EE 20/10/5 uma vez que este é o menor núcleo encontrado em laboratório que atende o resultado determinado acima, o qual possui as seguintes características: $A_e = 0,31 \text{ cm}^2$, $A_w = 0,255 \text{ cm}^2$ e $A_e A_w = 0,079 \text{ cm}^4$. O comprimento médio de uma espira para o carretel utilizado junto a esse núcleo é de $l_{esp} = 4,3 \text{ cm}$.

Utilizando os parâmetros do núcleo escolhido, a quantidade de espiras utilizadas tanto para L_1 quanto para L_2 é calculada de acordo com (237).

$$N_{L_{a,p}} = \frac{(32,459 \times 10^{-6}) \times 1,799}{0,174 \times 0,31} \times 10^4 \approx 11 \text{ espiras} \quad (237)$$

O valor do entreferro é dimensionado de acordo com (238).

$$l_{gap} = \frac{11^2 \times (4 \times \pi \times 10^{-7}) \times 0,31}{32,459 \times 10^{-6}} \times 10^{-2} = 0,0145 \text{ cm} \quad (238)$$

Uma vez que o material utilizado para se construir os indutores é o cobre, o efeito *skin* é determinado em (239).

$$\Phi_{skin} = 2 \sqrt{\frac{1,72 \times 10^{-4}}{\pi \times (4 \times \pi \times 10^{-7}) \times 1 \times (200 \times 10^3)}} = 0,0295 \text{ cm} \quad (239)$$

Para que o efeito *skin* seja obedecido, o condutor AWG 33 foi escolhido.

O número de condutores que deve utilizar os enrolamentos primário e secundários são calculados nas equações (240) e (241), respectivamente.

$$n_{cond,p} = \frac{0,375}{450 \times (2,54 \times 10^{-4})} \approx 3 \text{ condutores} \quad (240)$$

$$n_{cond,s} = \frac{0,375}{1 \times 450 \times (2,54 \times 10^{-4})} \approx 3 \text{ condutores} \quad (241)$$

Por fim, o valor teórico para a resistência do cobre do indutor acoplado é observado em (242).

$$R_{cobre,a} = \frac{(1,72 \times 10^{-4}) \times 4,3 \times 11}{3} = 3 \text{ m}\Omega \quad (242)$$

Após a implementação do indutor acoplado L_a , a indutância resultante foi igual a $37 \mu\text{H}$, e as resistências mensuradas dos enrolamentos primário e secundário foram $150 \text{ m}\Omega$ e $217,5 \text{ m}\Omega$,

respectivamente, uma vez que o valor obtido para a relação de transformação desse componente foi de $n_a = 1,12$.